

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA STROJNÍHO INŽENÝRSTVÍ
ÚSTAV AUTOMOBILNÍHO A DOPRAVNÍHO
INŽENÝRSTVÍ

FACULTY OF MECHANICAL ENGINEERING
INSTITUTE OF AUTOMOTIVE ENGINEERING

ELEKTRONICKÁ JEDNOTKA PRO SBĚR DAT JÍZDNÍ DYNAMIKY VOZIDLA

ELECTRONIC UNIT FOR DATA ACQUISITION OF VEHICLE DYNAMICS

DIPLOMOVÁ PRÁCE
DIPLOMA THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

JAKUB MACHAČ

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

ING. DAVID SVÍDA

BRNO 2008

Anotace

Jakub Machač

Elektronická jednotka pro sběr dat jízdní dynamiky vozidla

DP, ÚADI, 2008, str. 103, obr. 104

Tato diplomová práce se zaměřuje na problematiku návrhu a konstrukce elektronické jednotky pro sběr dat jízdní dynamiky vozidla. Zabývá se však nejen návrhem, ale i testováním a srovnáním s podobnými jednotkami běžně užívanými v praxi. Obsahuje i návrh na výběr měřených veličin včetně jejich stručných charakteristik a popisem snímačů používaných k jejich měření.

Annotation

Jakub Machač

Electronic Unit for Data Acquisition of Vehicle Dynamics

DT, IAE, 2008, 103 pp., 104 fig.

The diploma thesis is focused on design of an electronic unit for data acquisition of vehicle dynamics. It deals with not only design, but also with the testing and comparing to the other common used electronic units. It also includes proposition for choosing the measured quantities as well as their brief features and description of common used sensors to measure them.

Klíčová slova

Měřicí systém, snímač, jízdní dynamika, sběr dat

Keywords

Measuring system, sensor, vehicle dynamics, data acquisition

Bibliografická citace

MACHAČ, J. *Elektronická jednotka pro sběr dat jízdní dynamiky vozidla*.
Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2008.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, pod vedením vedoucího diplomové práce Ing. Davida Svídy a s použitím uvedené literatury.

Poděkování

Za účinnou podporu a obětavou pomoc, cenné připomínky a rady při zpracování diplomové práce tímto děkuji vedoucímu diplomové práce panu Ing. Davidu Svídovi. Dále chci poděkovat své rodině za podporu při studiu na vysoké škole.

Obsah

1. Charakteristika problému a stanovení cíle diplomové práce	7
2. Princip měření a zpracování signálů	8
2.1 Spojité systémy.....	8
2.2 Digitální systémy	10
2.2.1 Multiplexery	11
2.2.2 Měřicí zesilovače	12
2.2.3 Měřicí filtry	13
2.2.4 Referenční zdroje napětí	16
2.2.5 Analogově digitální převodníky	18
2.2.5.1 Princip činnosti A/D převodníků	18
2.2.5.2 Posouzení kvality převodu	21
2.2.5.3 Rozdělení a porovnání A/D převodníků	23
2.2.6 Zpracování a záznam dat	24
2.2.6.1 Vnitřní komunikace	25
2.2.6.2 Mikrokontroléry	28
2.2.6.3 Datová úložiště	29
2.3 Principy snímání neelektrických veličin	30
2.3.1 Teplota	30
2.3.1.1 Termistory	31
2.3.1.2 Termoelektrické snímače	32
2.3.1.3 Radiační teploměry	33
2.3.2 Tlak	34
2.3.2.1 Piezorezistivní odporové snímače	35
2.3.2.2 Odporové tenzometry	36
2.3.2.3 Kapacitní snímače	37
2.3.2.4 Indukční snímače	38
2.3.2.5 Piezoelektrické snímače	39
2.3.2.6 Rezonanční snímače	40
2.3.3 Poloha	41
2.3.3.1 Odporové snímače	42
2.3.3.2 Indukční snímače	43
2.3.3.3 Kapacitní snímače	45
2.3.3.4 Optické snímače	46
2.3.3.5 Ultrazvukové snímače	48
2.3.4 Otáčky	50
2.3.4.1 Indukční snímače	50

2.3.4.2 Hallový snímač	51
2.3.4.3 Optické snímače	52
2.3.5 Zrychlení	52
2.3.6 Rychlost	53
2.3.6.1 Systém s vlečeným kolem	53
2.3.6.2 Optické systémy	54
2.4 Specifikace současných jednotek pro sběr dat	55
2.4.1 McLaren Electronic Systems MCU-300DA	55
2.4.2 MM Competition Data Logger Cobra	56
2.4.3 Výběr a porovnání specifických parametrů	56
3. Návrhová část	57
3.1 Návrh a dostupná konstrukce jednotky	57
3.1.1 Návrh specifických parametrů jednotky	57
3.1.2 Analogově digitální převodník	58
3.1.2.1 Princip A/D převodníku s postupnou aproximací	58
3.1.2.2 Microchip MCP3208	62
3.1.3 Řídicí mikrokontrolér	63
3.1.3.1 Rozdělení mikrokontrolérů	63
3.1.3.2 Microchip PIC18F4550	66
3.1.3.3 Programování mikrokontroléru	67
3.1.4 Datové úložiště	70
3.1.4.1 Rozdělení datových úložišť	70
3.1.4.2 Paměťové karty SD/MMC	70
3.1.4.3 Komunikace s kartou MMC	72
3.1.4.4 Souborové systémy FAT	73
3.1.5 Vnitřní komunikace	74
3.1.6 Vstupní signálový filtr	76
3.1.6.1 Filtry realizované technologií spínaných kapacitorů	76
3.1.6.2 Linear Technology LTC1569-7	77
3.1.7 Napájecí zdroj	79
3.1.7.1 Integrované zdroje stabilizovaného napětí	79
3.1.7.2 STMicroelectronics L7805	79
3.1.7.3 STMicroelectronics LM317T	81
3.1.8 Zdroj referenčního napětí	82
3.1.9 Návrh konstrukce	83
3.1.9.1 Modul snímání dat	84
3.1.9.2 Řídicí modul	85
3.1.9.3 Modul napájení	86
3.1.9.4 Řešení testovací verze jednotky	87



3.2 Návrh měřených veličin a použitých snímačů	90
3.2.1 Zdvih tlumičů	90
3.2.2 Úhel natočení volantu	91
3.2.3 Atmosférický tlak a tlak v sání	92
3.2.4 Tlak v brzdové soustavě	92
3.2.5 Poloha škrticí klapky	93
3.2.6 Tlak oleje	93
3.2.7 Teplota oleje, chladicí kapaliny a převodovky	94
3.2.8 Teplota vzduchu	95
3.2.9 Teplota výfukových plynů	95
3.2.10 Otáčky motoru a kol	96
3.2.11 Sepnutí spínače MARK	97
4. Závěr	98
Seznam použitých zdrojů	102
Seznam použitých zkratk a symbolů.....	103

1. Charakteristika problému a stanovení cíle diplomové práce

V posledním desetiletí se s rozmachem elektroniky projevuje trend ji co nejvíce uplatňovat ve všech odvětvích automobilového průmyslu. Počínaje řídicími jednotkami v kombinaci se vstřikováním paliva, které umožňují plnění stále přísnějších emisních limitů, přes elektronicky řízené systémy aktivní bezpečnosti, například zabráňující zablokování kol při brzdění (ABS), poskytující kontrolu prokluzu poháněných kol (ASR), případně kompletní program zabezpečující kontrolu stability vozidla (ESP) až po systémy komfortní, jako například audio soustava, nebo systémy GPS navigace, mající za úkol zabezpečit řidiči a všem pasažérům co největší míru pohodlí během jízdy, minimalizovat tak řidičovu únavu a tím napomáhat ostatním systémům aktivní bezpečnosti.

Ve svojí diplomové práci se však nebudu zabývat žádným z výše uvedených systémů, byť jsou všechny velmi důležité. Hlavním cílem této diplomové práce je návrh a konstrukce elektronické jednotky pro sběr dat jízdní dynamiky vozidla. Jak je již z názvu zřejmé, účelem takové jednotky je pouze a jen sběr a uchovávání dat ze snímačů k ní připojených pro potřeby pozdější analýzy. Takto lze získat velké množství užitečných dat, jejichž analýzou lze pak odhalit slabá místa v konstrukci vozidla, zejména v oblastech podvozkové skupiny, přenosu výkonu a brzd, a následně je odstranit změnou konstrukce, její optimalizací, popřípadě jen pouhou změnou nastavení jednotlivých prvků podvozku. Je zřejmé, že praktické využití takového zařízení je v porovnání se systémy uvedenými na začátku velmi omezené a nebývá, alespoň v takové formě, v jaké k ní přistupuje tato diplomová práce, běžnou součástí automobilů. V praxi bývá využíváno konstrukčními odděleními patrně všech renomovaných výrobců automobilů, jejich klíčových dodavatelů, různých firem zabývajících se úpravami sériových automobilů pro sportovní účely a tedy v neposlední řadě i závodních týmů v téměř všech odvětvích motoristického sportu, neboť zde je dokonalost konstrukce klíčová, její neustálou optimalizací se zabývá nemalá část závodního týmu a výsledky se sice měří mnohdy jen na setiny sekundy, které však ve výsledku znamenají zisk, nebo ztrátu titulu, prestiže a také nemalé finanční dotace.

Rovněž zařízení, které vzniklo, coby cíl této práce je primárně myšleno pro potřeby testování a eventuálního zlepšování parametrů studentské formule SAE. Jako takové musí být srovnatelné s produkty běžně dostupnými na trhu, které mají za cíl prakticky totéž. Musí nabízet dostatečný počet vstupů pro připojení čidel, získávat z nich dostatečný počet vzorků za sekundu a stejně rychle je ukládat na jakékoliv paměťové médium s dostatečnou kapacitou, ze kterého je následně možné data přenést buďto přímo, nebo prostřednictvím elektronické jednotky přenést do počítače. Tam je dále možné provést jejich dekodování, případná úprava a popřípadě i analýza. Zejména v oblasti motoristického sportu je možno takovou jednotku doplnit o modul pro bezdrátový přenos snímaných dat přímo do počítače v reálném čase, tj. bez zbytečného prodlení tak jak jsou snímána z čidel. Tím vzniká komplexní systém on-line měření a zpracování dat, někdy též nazývaný jako telemetrie. Tento systém však klade velmi velké požadavky na výpočetní výkon počítačů na konci měřicího řetězce a je pro svou náročnost využívána jen v několika málo oblastech motoristického sportu, jako například při závodech Formule 1. Neustálé zvyšování výpočetního výkonu u běžných počítačů a tedy i lepší dostupnost tohoto tolik potřebného výkonu tyto systémy zpřístupňuje stále širšímu okruhu odborníků ve službách závodních stájí.

Z předchozího odstavce je zřejmé, že princip všech elektronických jednotek pro sběr dat jízdní dynamiky vozidla je téměř stejný a možnosti těchto jednotek jsou omezeny pouze typem použitých čidel, jejich počtem, rozsahem, přesností a rychlostí s jakou jsme z nich schopni získávat a ukládat data. Charakteristiky různých na trhu běžně dostupných jednotek a veškeré teoretické poznatky týkající se jejich jednotlivých dílčích funkčních celků, jsem se pokusil shrnout do následující kapitoly této diplomové práce.

V jejích dalších částech se zabývám rozdělením, charakteristikou a výběrem měřených veličin a čidel běžně užívaných k jejich měření, coby teoretickou přípravou pro vlastní návrh a konstrukci elektronické jednotky, které tvoří další kapitoly této práce. Dle zadání a s ohledem na primární účel této elektronické jednotky jsem její návrh i konstrukci prováděl zejména s ohledem na její mobilitu. V případě nesplnění této základní podmínky by její použití bylo buďto zcela vyloučeno, nebo by bylo velmi obtížné. Proto musí být tato jednotka mobilní, třeba i za cenu určitých, mnohdy velmi výrazných kompromisů, týkajících se ostatních charakteristických parametrů jednotky.

Vliv těchto kompromisů jsem se snažil eliminovat návrhem různých modifikací mého návrhu pro rozdílné podmínky a účely. Jejich vzájemným porovnáním v praxi, při sběru dat z vozidla formulového typu, zejména v kombinaci s některou běžně užívanou dostupnou elektronickou jednotkou pro sběr dat s podobnými parametry jsem získal dostatek charakteristických dat pro jejich objektivní zhodnocení a podklady pro optimalizaci mého návrhu. Výsledky tohoto srovnání společně se stručnou prezentací získaných dat tvoří další část mojí diplomové práce.

Poslední kapitola mojí diplomové práce obsahuje celkové posouzení elektronických jednotek pro sběr dat, stručnou rekapitulaci výsledků a závěrů získaných při vypracování mé diplomové práce a nástin trendů, kterými se jejich vývoj bude nadále vyvíjet.

2. Princip měření a zpracování signálů

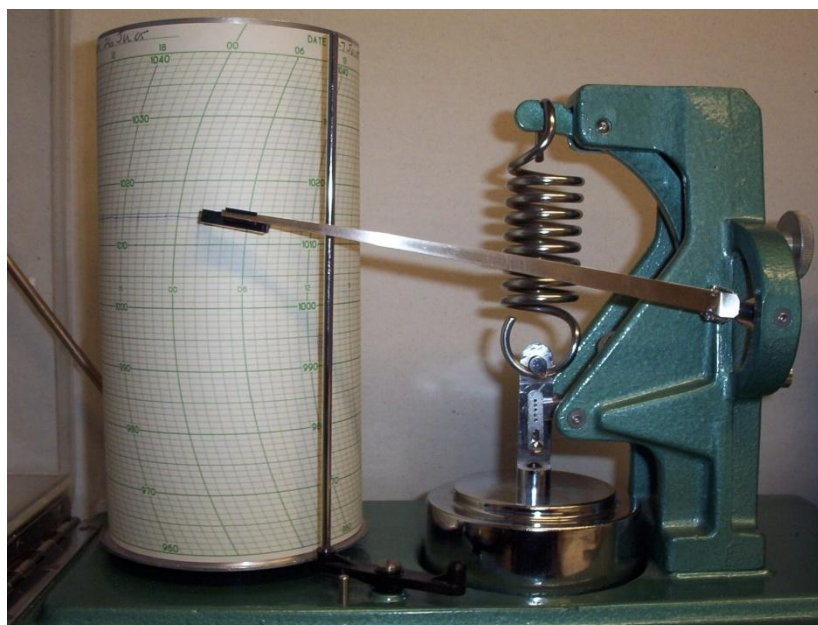
Problematika měření a zpracování signálů je základním stavebním kamenem této diplomové práce, neboť elektronická jednotka dokáže zaznamenávat průběhy jen takových veličin, které dokážeme měřit vhodným a odpovídajícím způsobem. Pro názornost bychom si tedy měli objasnit, na jakém principu tato jednotka pracuje.

2.1 Spojité systémy

Od počátků měření fyzikálních veličin prostřednictvím různých měřících přístrojů vznikal problém s automatizací procesu měření a záznamu naměřených dat. Přístroje pro měření většiny fyzikálních veličin, například tlaku a teploty měly stupnici, na které se dala odečítat pouze aktuální hodnota měřené veličiny. Záznam této hodnoty zpočátku nebylo možné žádným způsobem relevantně zautomatizovat. Tento problém se později začal řešit mechanickou cestou kombinací papírové role, mechanismu, který ji posouval a měřícího a zapisovacího mechanismu, který na ni vyznačoval aktuální hodnotu měřené veličiny. Pro měření některých fyzikálních veličin byla realizace takového systému velmi snadná, u jiných komplikovaná a v některých případech to bylo z různých důvodů nemožné.

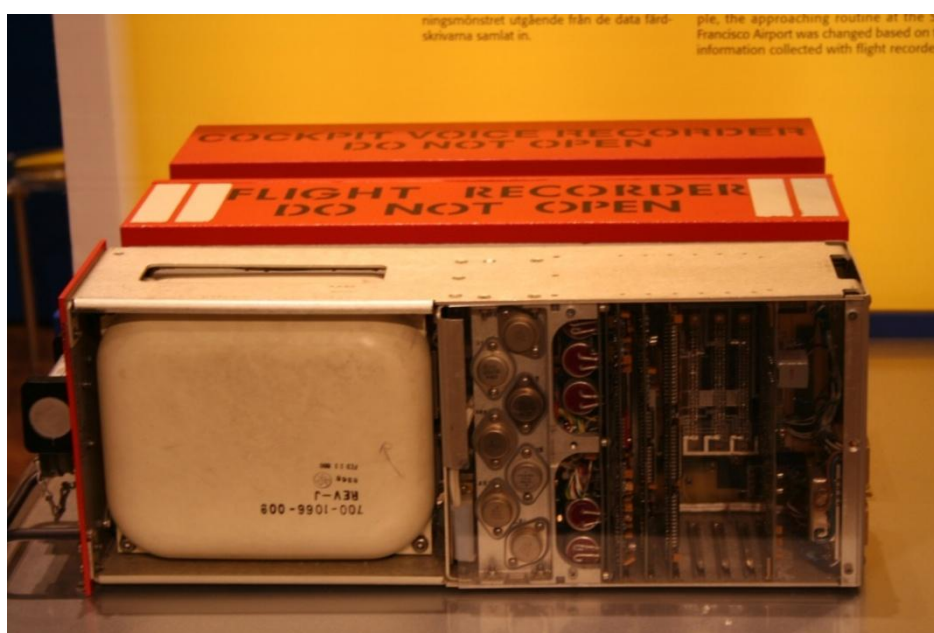
Na Obr. 1 je klasická ukázka barografu, tedy přístroje pro měření tlaku vzduchu se záznamem na odvíjející se papírovou roli. Další etapou byla částečná elektrifikace celého systému. Jednalo se zejména o převedení měřené fyzikální neelektrické veličiny, např. teploty, na

veličinu elektrickou, nejčastěji elektrické napětí, proud nebo odpor, která se posléze klasickým způsobem vyhodnocovala a zaznamenávala. I tento způsob měl mnoho nedostatků, zejména díky velké setrvačnosti systému, limitované rozlišovací schopnosti, s ní souvisejícím rozsahem měřené hodnoty a také přesnosti.



Obr. 1: Barograf [11]

Časem byl tedy tento mechanický způsob záznamu dat překonán a byl nahrazen systémem spojitého magnetického záznamu na pohybující se magnetický pás. V této fázi vývoje systémů pro sběr dat došlo k jejich razantnímu vývoji, zejména v oblasti letectví. V roce 1954 sestrojil australský technik David Warren první tzv. černou skříňku. Pojmenoval ji ARL Flight Memory Unit, tedy jednotka letové paměti.



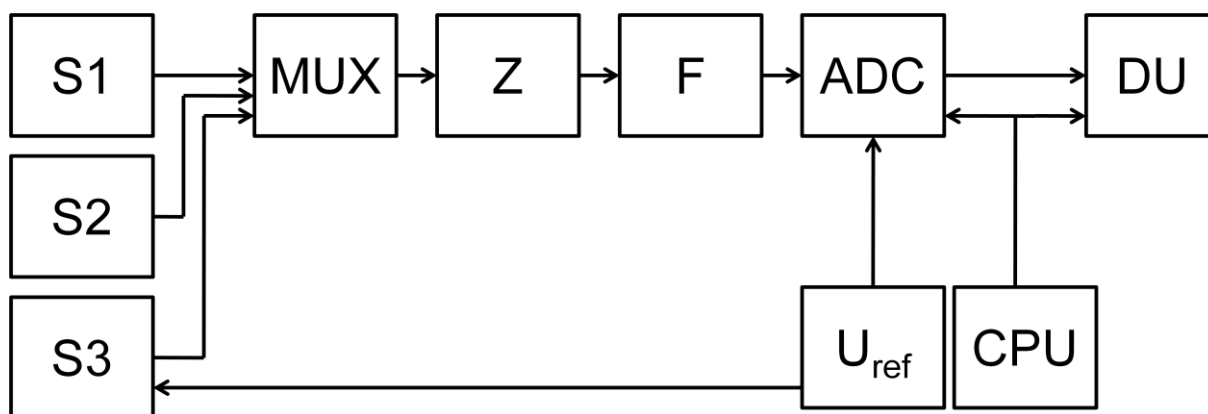
Obr. 2: Flight Data Recorder, tedy tzv. černá skříňka [11]

Jedno z prvních, ale přesto typických provedení můžete vidět na Obr. 2. Tento systém má za úkol shromažďovat klíčová data ze všech systémů na palubě, včetně rádiové komunikace pro získání cenných informací v případě technické závady, pro optimalizaci konstrukce, prosté údržby a prohlídky, nebo v nejhorším případě pro usnadnění rekonstrukce letecké nehody a určení kritických faktorů, které na ni měly vliv. Doposud se však jednalo o analogový typ záznamu, jehož pořízení bylo sice velmi snadné, avšak výběr, úprava a analýza dat naopak velmi nesnadná. Rovněž technické možnosti tohoto systému, zejména v oblasti maximální frekvence zaznamenávaného signálu, nebyly zdaleka neomezené.

2.2 Digitální systémy

Počátkem 80. let minulého století došlo k velkolepému rozvoji mikroelektroniky, počítačů a díky nástupu digitálního formátu záznamu hudby na kompaktní disky také velmi kvalitních, přesných a cenově dostupných analogově digitálních převodníků. Díky tomu bylo možné celý proces kvalitativně velmi pozvednout, ovšem za cenu určitého zkomplikování celého systému měření.

Srdcem tohoto systému se stal analogově digitální převodník, který spojitý vstupní signál, v podobě elektrického napětí získaného z čidel fyzikálních veličin, převádí v určitých intervalech na digitální, nespojité hodnoty. Ty lze pak pomocí počítače daleko snadněji zpracovávat a ukládat. S ohledem na to, že analogově digitální převodník nedokáže vyhodnocovat nic jiného, než elektrické napětí, v některých případech elektrický proud, je nutné všechny žádané veličiny převést právě na jednu z těchto elektrických veličin. Toho docílíme použitím vhodných čidel a senzorů, převodníků, případně dalších prvků, kterým bude věnována samostatná kapitola této práce.



S1..3 - Snímače měřených veličin
Z - Měřicí zesilovač
ADC - Analogově digitální převodník
CPU - Řídicí mikrokontrolér

MUX - Multiplexer
F - Měřicí filtr
DU - Datové úložiště
U_{ref} - Zdroj referenčního napětí

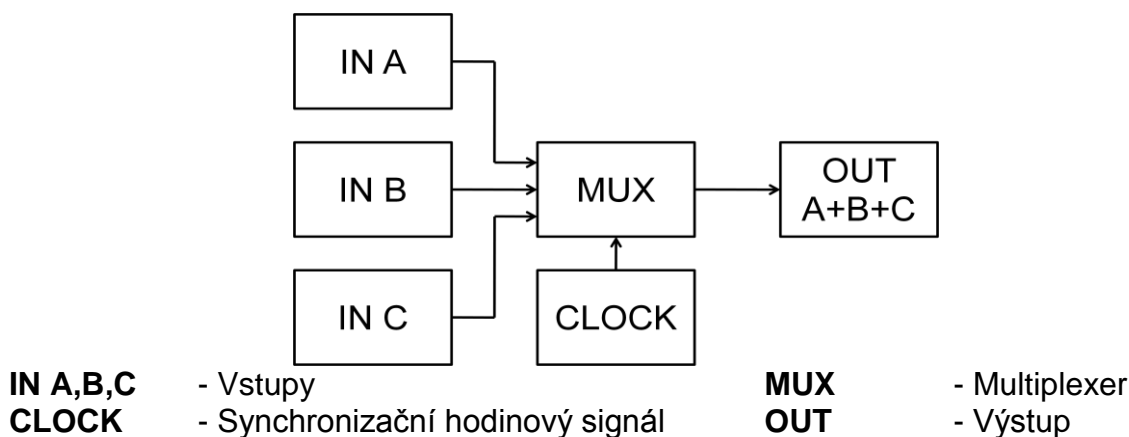
Obr. 3: Měřicí řetězec digitální měřící jednotky se záznamem dat

Celý měřicí řetězec, jehož blokové schéma je na Obr. 3, musí být doplněn o další podpůrné prvky, jako například zdroj referenčního napětí pro analogově digitální převodník, který slouží pro porovnání měřeného, tedy vstupního analogového signálu. Maximální hodnota měřeného vstupního signálu by tedy měla být nejvýše rovna hodnotě referenčnímu napětí

analogově digitálního převodníku. Pro zkvalitnění a zefektivnění celého procesu měření je možné, nikoli však nezbytně nutné, v měřicím řetězci předřadit analogově digitálnímu převodníku některé další aktivní prvky.

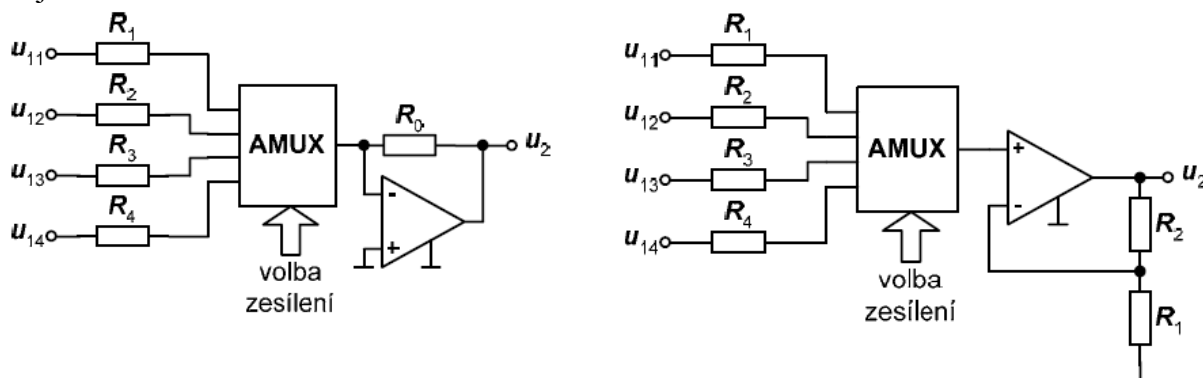
2.2.1 Multiplexery

Jedním z prvních prvků měřicího řetězce obvykle bývá multiplexer. Jedná se v podstatě o elektronicky řízenou a realizovanou verzi klasického přepínače. Ten například umožňuje několik analogových vstupů z různých snímačů připojit ke vstupu jednoho analogově digitálního převodníku, takže se pro každou měřenou vstupní veličinu nemusí použít samostatný A/D převodník, což šetří nejen prostor na tištěném spoji, ale především finance při konstrukci podobných zařízení. Princip tohoto zařízení by měl být zřejmý z Obr. 4. Další možností aplikace multiplexeru je jeho přímá implementace do měřicího zesilovače, kde může plnit úlohu přepínače zesílení.



Obr. 4: Aplikace multiplexeru v měřicím řetězci

Použití tohoto zařízení se zdá být naprosto ideální a velmi vhodné, ale stejně jako v případě ostatních aktivních prvků v měřicím řetězci, i tento má své stinné stránky. Nesmíme zapomínat, že připojením různých vstupních veličin s různým rozsahem napětí k jednomu analogově digitálnímu převodníku znamená, že budou tyto veličiny srovnávány pouze s jedním referenčním napětím. S poměrem maximálního vyhodnocovaného napětí vůči referenčnímu se adekvátně mění i rozlišovací schopnost dané veličiny. Proto je použití multiplexeru vhodné pouze v případech, kdy jsou hodnoty napětí vstupních veličin přibližně stejné.

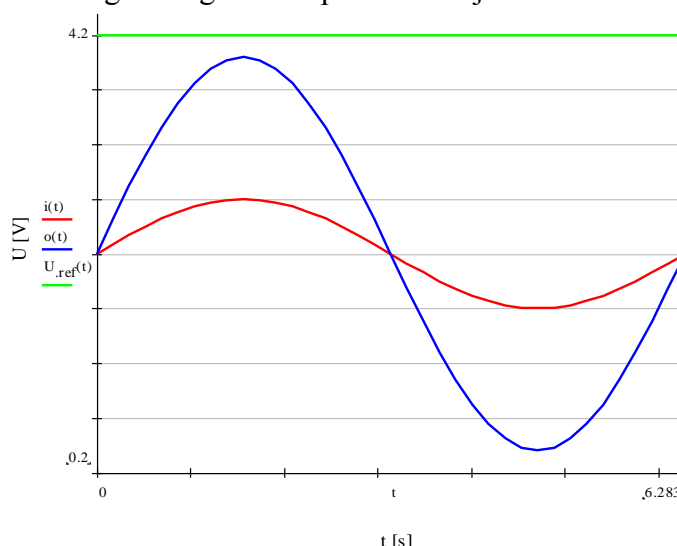


Obr. 5: Měřicí zesilovač s volitelnou hodnotou zesílení realizovanou multiplexerem [25]

Tento nedostatek však lze vcelku dobře odstranit použitím vhodného měřicího zesilovače s elektronicky přepínaným zesílením. Schéma jedné z možných variant takového systému je na Obr. 5. V současné době je z hlediska konstrukce multiplexer tvořen jediným integrovaným obvodem s odpovídajícím počtem vstupů, vstupem synchronizačního signálu, který řídí okamžik přepnutí aktivního vstupu a výstup, pro správnou funkci však vyžaduje řízení buďto hodinovým signálem, generovaným krystalem, nebo mikroprocesorem řídícím funkci celého systému. Ve valné většině dnešních aplikací je multiplexer přímo nedílnou součástí některých analogově digitálních převodníků s více vstupy.

2.2.2 Měřicí zesilovače

Článkem měřicího řetězce bývají v některých případech zesilovače signálu, které mají za úkol do určité míry eliminovat chybu měření vzniklou přivedením signálu ze snímače s velmi malou amplitudou signálu na vstup analogově-digitálního převodníku. Referenční napětí analogově-digitálních převodníků může být takovém případě podstatně, v některých případech dokonce řádově vyšší. V takovém případě by došlo ke značně omezenému využití měřicích schopností analogově-digitálního převodníku, což by mělo zásadní vliv na přesnost měření. Typický průběh jednoduchého sinusového signálu před a po zesílení ve srovnání s referenčním napětím analogově digitálního převodníku je na Obr. 6.



Obr. 6: Vstupní a výstupní signál v porovnání s referenčním napětím A/D převodníku

V některých případech se proto snažíme tento jev eliminovat právě použitím měřicích zesilovačů, které amplitudu vstupního signálu zesílí do takové míry, aby její maximální hodnota byla v nejlepším případě srovnatelná s hodnotou referenčního napětí analogově-digitálního převodníku. Díky tomu, že analogově-digitální převodník často zpracovává rozdílné signály, které mají různou úroveň jejich amplitudy, využívá se často měřicího zesilovače v kombinaci s dalším prvkem měřicí soustavy, s multiplexerem. Ten umožňuje elektronickou volbu hodnoty zesílení měřicího zesilovače z několika předvolených hodnot tak, aby bylo možné zvolit optimální hodnotu zesílení v závislosti na hodnotě maximální amplitudy zpracovávaného signálu, pro dosažení co nejlepšího výsledku.

Na první pohled je použití měřicího zesilovače velmi výhodné, avšak jeho aplikace s sebou přináší i celou řadu nevýhod. Patrně největší nevýhodou měřicích zesilovačů je to, že zesilují signál jako takový, tedy včetně všech šumů a ruchů, které do signálové cesty pronikly, a došlo

k jejich namodulování na vlastní signál. Díky tomu lze původně nevýrazný šum zaměnit za část měřeného signálu. Jako další nevýhoda použití měřicích zesilovačů je to, že prakticky žádný z používaných zesilovačů se z principu nemůže chovat jako ideální prvek, takže i přesto, že se jejich vlastnosti snažíme zidealizovat, tak jejich základní charakteristiky, jako kmitočtová a přechodová, nemohou a nebudou nikdy ideální. Důsledkem toho je proměnná hodnota zesílení v závislosti na kmitočtu zpracovávaného signálu, tedy jeho zkreslení, popřípadě dodání dalšího šumu k vlastnímu signálu.

Tyto vlastnosti měřicích zesilovačů však lze vcelku dobře měřit, charakterizovat a při zpracování a vyhodnocování signálu je brát v úvahu. To však celý proces velmi zkomplikuje a vnáší do měřicího řetězce další možnost chyby. Pro elektronické předzpracování vstupního signálu tedy většinou používáme zesilovače s elektronicky přepínaným zesílením, které je řešeno pomocí multiplexeru nebo demultiplexeru, zapojení takového zesilovače je na Obr. 5. Existuje celá řada zapojení takových aplikací. Mezi ty základní patří invertující a neinvertující zapojení, popřípadě různé ověřené modifikace těchto zapojení, jako například programovatelný zesilovač, nebo diferenční zapojení.

Pro běžné měřicí aplikace jsou některé měřicí zesilovače, s předem danými a velmi specifikovanými parametry, k dostání v podobě jednoho integrovaného obvodu pro snadnou implementaci do konstruovaného zařízení. Pro správnou funkci a případné doladění jejich specifických parametrů je však většinou nutné k nim připojit několik diskrétních součástek.

2.2.3 Měřicí filtry

Použití dalšího prvku měřicího řetězce je však v drtivé většině případů přinejmenším vhodné a v některých dokonce nezbytné. Jedná se o měřicí filtr, který má za úkol propustit pouze měřený signál a odfiltrovat veškeré rušivé signály, které by v určitých případech mohly do měřicího řetězce proniknout.

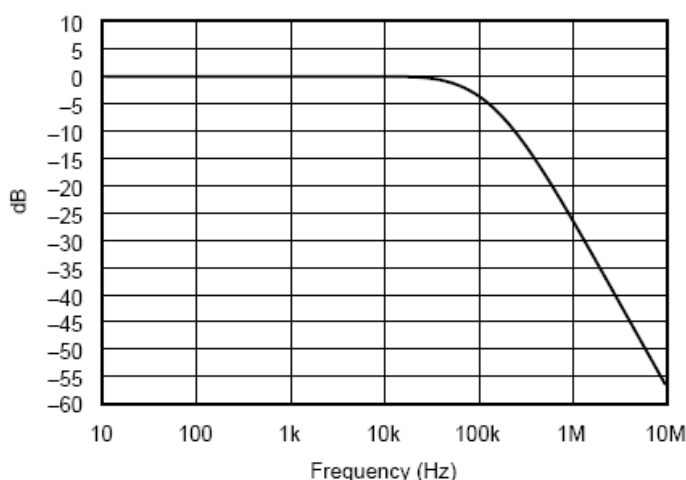
Vzhledem k tomu, že charakter ani jednotlivé parametry měřeného signálu před měřením nemůžeme jednoznačně určit a z rozsahu čidel jednotlivých veličin je lze jen předpokládat, je jejich stanovení velmi obtížné. Neuváženým použitím filtru bychom se o určité, mnohdy klíčové charakteristiky měřeného signálu, mohli snadno připravit a výsledky měření by v tom případě neměly dostatečnou vypovídací hodnotu. Proto se k použití měřicích filtrů přistupuje pouze a jen tehdy, jsou-li co nejpřesněji známy parametry měřeného signálu, nebo ještě lépe, je-li přesně znám charakter a parametry rušivého signálu.

Nejčastějšími a nejpoužívanějšími měřicími filtry jsou takové, jejichž řídící veličinou je kmitočet neboli frekvence vstupního signálu. Základní typy většinou tvoří jen jednoduchý pasivní obvod, nazývaný kmitočtová, nebo také pásmová propust, který klade procházejícímu signálu odpor v závislosti na jeho kmitočtu. Je-li kmitočet procházejícího signálu v rozsahu jmenovitého kmitočtu propusti, neklade jeho průchodu téměř žádný odpor. V opačném případě je průchodu takového signálu kladen odpor tím větší, čím více je jeho kmitočet odlišný od jmenovité hodnoty kmitočtu pásmové propusti. Existuje i řada dalších frekvenčně selektivních filtrů, které jsou definovány složitějšími funkcemi. Jedná se o integrační filtry, zjednodušeně řečeno integrátory, derivační filtry, tedy derivátory, filtry na klouzavý průměr, adaptivní filtry a filtry pro speciální účely.

Kmitočtové filtry lze rozdělit na dolní, horní a pásmovou propust a také pásmovou zádrž, což je inverzní varianta k pásmové propusti. Horní propust propouští signál, jehož kmitočet odpovídá jmenovitému kmitočtu, na který je propust navržena, nebo je vyšší. Používá se tedy k odfiltrování signálů o nízké frekvenci, např. rušení vlivem síťového napětí o frekvenci 50Hz.

Dolní propust naopak propouští jen signály s kmitočtem nižším, nebo rovným jmenovitému kmitočtu propusti, odfiltrovává tedy rušení popřípadě vlivem vysokofrekvenčních signálů, např. rádiového vysílání. V aplikacích, kde je použit analogově digitální převodník se tento měřicí filtr používá v signálové cestě před analogově digitálním převodníkem, aby tak zabránil vzniku zážnějí způsobených vlivem aliasingu, o kterém bude řeč v kapitole pojednávající blíže o A/D převodnících. Kombinací obou propustí pak vzniká pásmová propust, která propouští signály o frekvenci odpovídající její jmenovité frekvenci a zabraňuje průchodu signálů o nižší i vyšší frekvenci.

Charakteristickou vlastností těchto propustí je kromě jejich jmenovité frekvence i jejich strmost, tedy jak narůstá odpor kladený průchodu signálu s rozdílem jeho frekvence od jmenovité frekvence filtru. Další charakteristickou vlastností je jejich linearita, která vypovídá o tom, zda jsou všechny důležité parametry v celé šířce propustného pásma zachovány stejné, tedy nejsou-li některé frekvence potlačovány více, nebo naopak méně, což by mělo zkreslující vliv na měřený signál. Kmitočtová charakteristika ideálního filtru typu dolní propust je na Obr. 7.

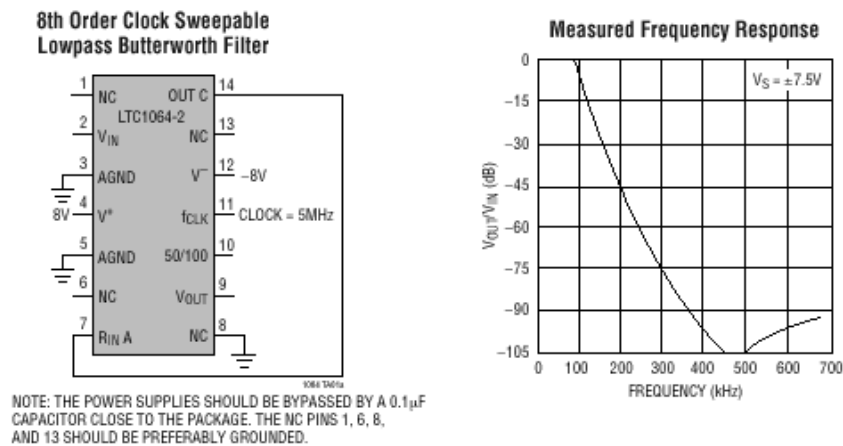


Obr. 7: Kmitočtová charakteristika dolní propusti [17]

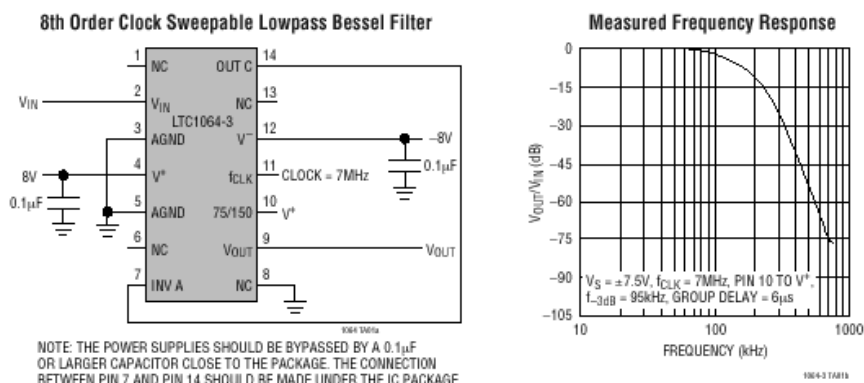
Filtry se v praxi mohou realizovat buďto ve variantě sestavené z diskrétních součástí, nebo v podobě samostatného integrovaného obvodu. První varianta využívá nejjednodušší realizace filtru pomocí pasivních elektrotechnických součástek R, L a C, tedy rezistoru, induktoru a kapacitoru. Vhodnou kombinací těchto prvků lze realizovat obvody typu LC, RC a RLC. Pro dosažení co nejlepších parametrů je řada těchto filtrů realizována s využitím operačních zesilovačů. Těmito obvody lze modelovat filtry upravující frekvenčně fázové přenosové charakteristiky (závislost kmitočtu a fáze na zesílení obvodu).

U druhé varianty se v současné době nejčastěji používá technika spínaných kapacitorů. Filtry takto realizované v sobě zahrnují různé aproximace, např. podle Bessela, Butterwortha, nebo

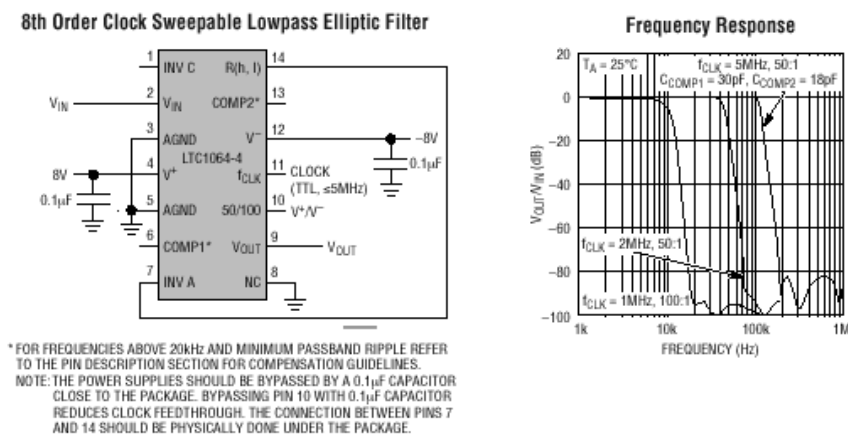
Cauera. Technologie spínaných kapacitorů je v současnosti na takové úrovni, že v oblasti antialiasingových měřicích filtrů je její postavení téměř suverénní díky četným výhodám, zejména implementaci celého měřicího filtru n -tého řádu do jediného čipu. Výrobou takových filtrů se zabývá prakticky každá firma zabývající se zpracováním signálu, nebo analogově digitálními převodníky.



Obr. 8: Filtr Linear Technology LTC1064-2 s Butterworthovou aproximací [9]



Obr. 9: Filtr Linear Technology LTC1064-3, aproximace podle Bessela [9]



Obr. 10: Filtr Linear Technology LTC1064-4 s aproximací podle Cauera [9]

Uvedu několik příkladů takových filtrů z nabídky firmy Linear Technology. Na Obr. 8, Obr. 9 a Obr. 10 jsou filtry 8. řádu s nejpoužívanějšími aproximacemi přenosové funkce podle Butterwortha, Bessela a Cauera. Filtr s Butterworthovou aproximací se vyznačuje plochým průběhem kmitočtové charakteristiky v oblasti propustného pásma charakteristiky. Pokles zisku je 48dB/oct s hodnotou maximálního potlačení až 80dB. Charakteristickými vlastnostmi filtru s Besselovou aproximací je rychlé ustalování na jednotkový skok s hodnotou maximálního potlačení až 84dB. Přenosová funkce filtru s aproximací dle Cauera je definována eliptickou funkcí, přičemž hodnota maximálního potlačení je 80dB.

2.2.4 Referenční zdroje napětí

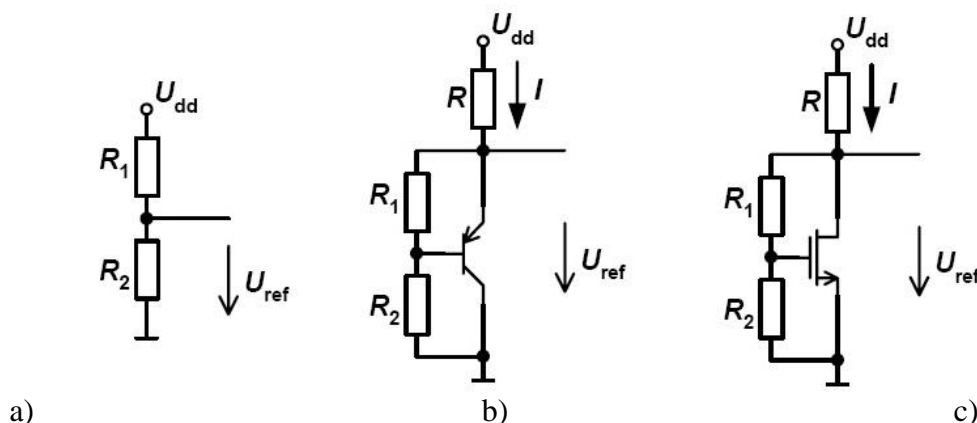
Pro správnou funkci analogově digitálního převodníku je nutné poskytnout mu referenční napětí U_{ref} , se kterým vstupní spojitý signál porovnává. Hodnota referenčního napětí U_{ref} musí být velmi stabilní a nezávislá nejen na teplotě okolního prostředí, ale hlavně na velikosti samotného napájecího napětí U_{dd} . Stabilitu každého referenčního zdroje napětí rovněž velice negativně ovlivňuje připojená zátěž. Tento faktor však lze, podobně jako u měřících filtrů, eliminovat použitím oddělovacího operačního zesilovače.

Dle konstrukce lze zdroje referenčního napětí rozdělit na zdroje s napětovým děličem, s bipolárními či unipolárními tranzistory, se Zenerovou diodou, řízené prahovým napětím tranzistoru, či tzv. „Bandgap“ zdroje s napětím odvozeným ze šířky zakázaného pásma.

Návrhu zdroje referenčního napětí pro analogově digitální převodník je nutné věnovat velkou pozornost, neboť přesnost a použitelnost celé aplikace je na jeho stabilitě, přesnosti a spolehlivosti naprosto závislá. Kvalitu referenčního zdroje charakterizuje hodnota koeficientu citlivosti. Jeho hodnotu lze spočítat podle vzorce:

$$S = \frac{\frac{\partial U_{ref}}{U_{ref}}}{\frac{\partial U_{dd}}{U_{dd}}} = \frac{U_{dd}}{U_{ref}} \left(\frac{\partial U_{ref}}{\partial U_{dd}} \right). \quad (1)$$

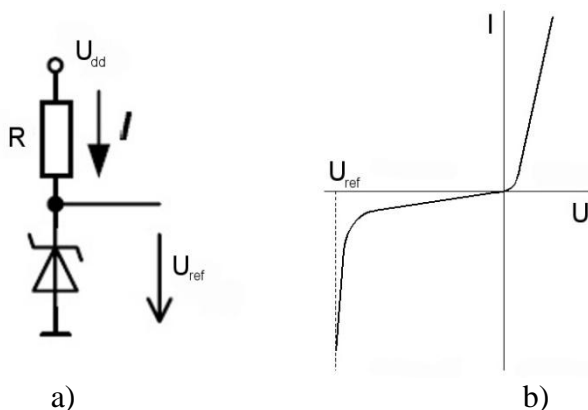
Je-li například hodnota koeficientu citlivosti $S = 1$, pak jakákoliv změna hodnoty napájecího napětí U_{dd} vyvolá procentuálně stejnou změnu hodnoty referenčního napětí U_{ref} , což je naprosto nevhodné.



Obr. 11: Referenční zdroje s napětových děličem [25]

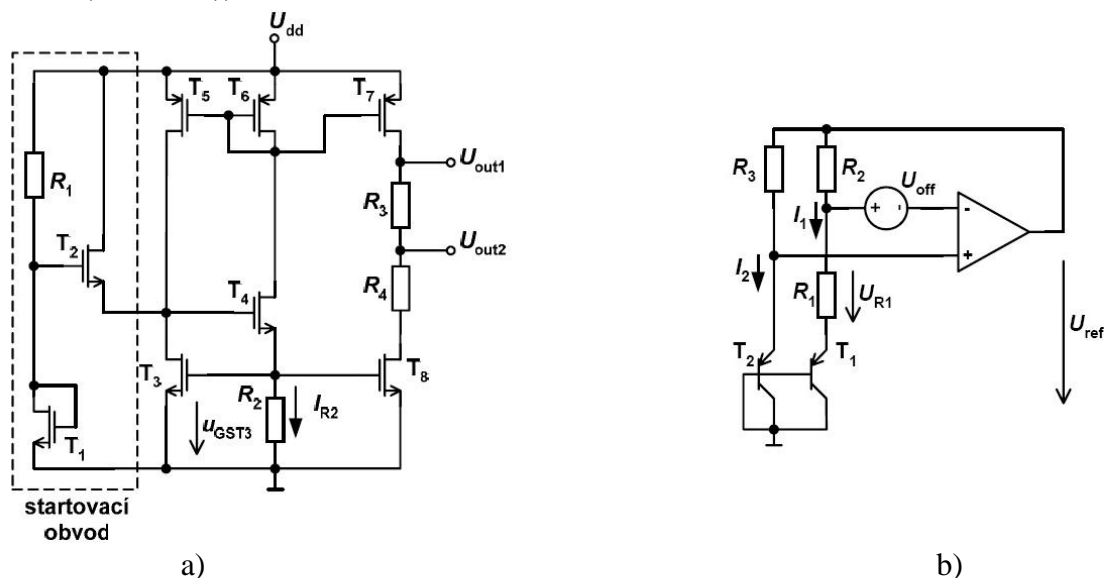
Tato hodnota je charakteristická pro referenční zdroje s napětovým děličem realizované pomocí pasivních součástek, tedy rezistorů (Obr. 11 a)). O něco lepších hodnot koeficientu citlivosti dosahuje tato konstrukce, pokud místo rezistorů použijeme bipolární (Obr. 11 b)), či unipolární tranzistory (Obr. 11 c)). V tom případě nabývá hodnota koeficientu citlivosti hodnot 0,38 až 0,28.

Ještě lepší hodnotou koeficientu citlivosti lze dosáhnout u referenčních zdrojů napětí se Zenerovou diodou (Obr. 12 a)). Díky její charakteristice (Obr. 12b)) dosahuje v tomto zapojení koeficient citlivosti hodnoty až 0,044.



Obr. 12: Zdroj se Zenerovou diodou [25]

Všechny výše uvedené konstrukce však mají velkou nevýhodu, kterou je teplotní nestabilita. Vliv teploty na hodnotu referenčního napětí je v některých případech dosti značný, zejména u zapojení s aktivními součástkami. Aby byl i tento rušivý vliv eliminován, je nutné použít složitější konstrukce referenčních zdrojů. Jsou to referenční zdroje řízené prahovým napětím tranzistoru (Obr. 13 a)), či tzv. „Bandgap“ zdroje, s napětím odvozeným ze šířky zakázaného pásma (Obr. 13 b)).



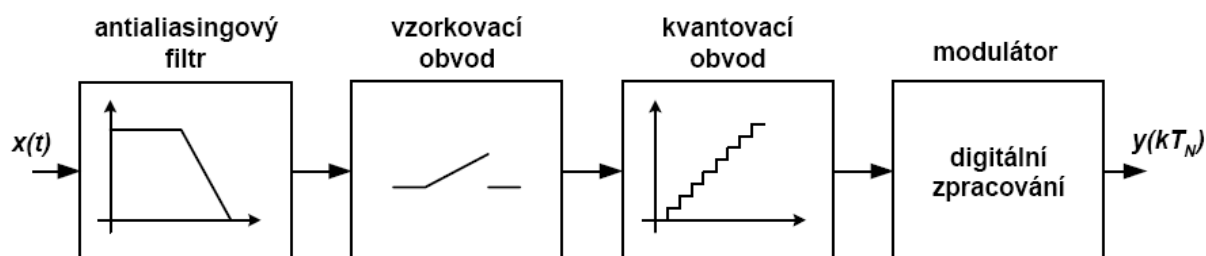
Obr. 13: Referenční zdroj řízený prahovým napětím (a)) a s napětím odvozeným ze šířky zakázaného pásma (b)) [25]

U obou typů je hodnota koeficientu citlivosti zanedbatelná a rovněž citlivost na změnu teplot je vhodným způsobem eliminována. Tyto koncepce referenčních zdrojů jsou díky svým vlastnostem v současnosti nejpoužívanější. Jejich velká výhoda spočívá také v tom, že jejich složitější zapojení lze snadno implementovat do jediného čipu.

2.2.5 Analogově digitální převodníky

Analogově digitální převodníky jsou aktivní elektronické prvky označované rovněž jako A/D převodníky, popřípadě jednoduše ADC, z anglického Analog-Digital Converter, tedy analogově digitální převodník. Zabezpečují převod spojitého, analogového signálu, na signál diskrétní, neboli digitální.

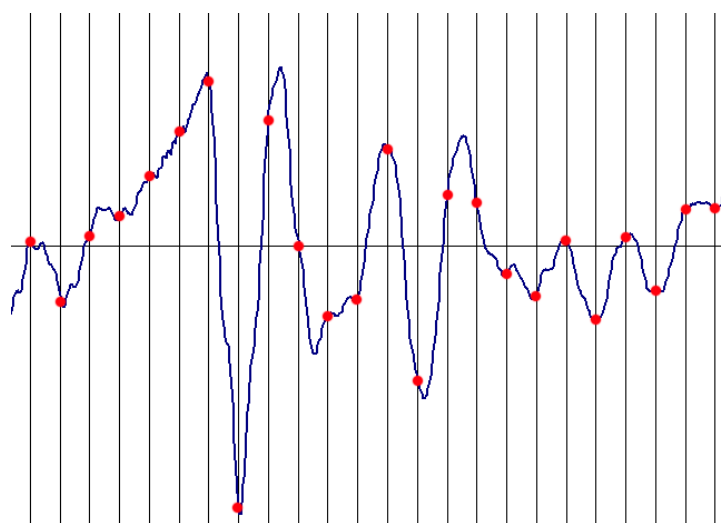
Tento převod lze rozdělit do několika fází, jak je zřejmé z obecného blokového schéma analogově digitálního převodníku na Obr. 14.



Obr. 14: Blokové schéma analogově digitálního převodníku [25]

2.2.5.1 Princip činnosti A/D převodníků

První fází převodu analogového signálu na digitální v analogově-digitálním převodníku je vzorkování signálu. Tato fáze je pro převod signálu charakteristická, dochází při ní totiž k pravidelnému odběru „vzorků“ spojitého analogového signálu, které posléze tvoří diskrétní signál. Časová osa signálu se rozdělí na konečný počet stejných úseků, přičemž z každého z nich je odebrán právě jeden vzorek, jak je znázorněno na Obr. 15.



Obr. 15: Vzorkování signálu [11]

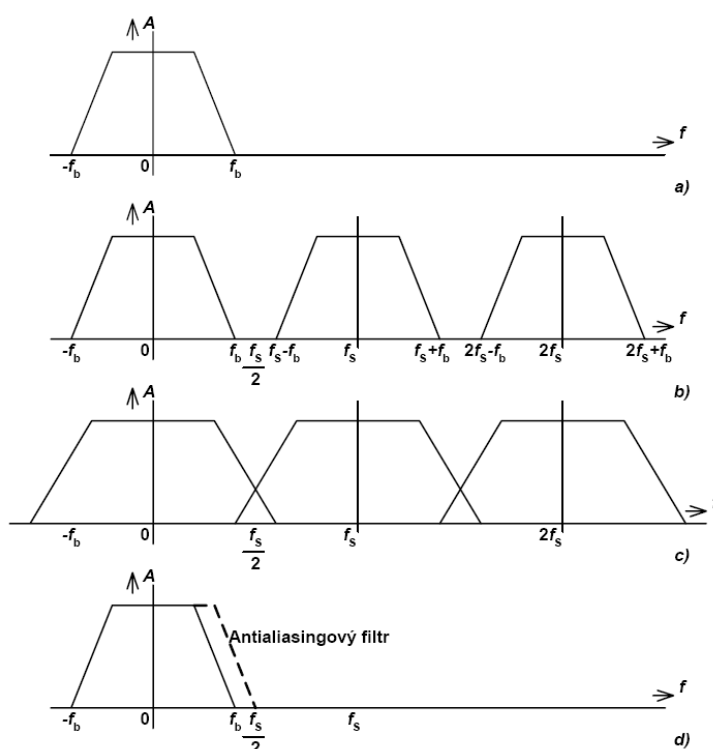
Díky tomu, že spojitý signál budeme dále charakterizovat konečným počtem vzorků, je jasné, že dojde ke ztrátě některých detailů vstupního signálu, neboť místo spojitě čáry dostaneme pouze množinu diskretních bodů rozmístěných na časové ose v intervalech odpovídajících vzorkovací frekvenci f_s . Hrozí-li, že tato ztráta bude mít velký vliv na správnost zpracování vstupního signálu, je možné ji omezit zmenšením velikosti úseku, tedy zvýšením vzorkovací frekvence f_s . Čím vyšší je tedy vzorkovací frekvence signálu f_s , tím je jeho digitální transformace detailnější, avšak také díky většímu objemu dat mnohem náročnější.

Z výše uvedeného vyplývá, že volba vzorkovací frekvence f_s je zásadní veličinou ovlivňující výsledek převodu vstupního spojitěho signálu na diskretní digitální signál, který bude dále zpracováván. Podle vzorkovacího teorému je tato veličina též charakteristická pro maximální frekvenci signálu f_b , který podstupuje vzorkování. V případě, že vzorkovací frekvence analogově-digitálního převodníku není alespoň dvojnásobek maximální vzorkované frekvence f_b , tedy

$$f_s > 2 \cdot f_b, \quad (2)$$

může dojít k chybě vzorkování a částečnému či úplnému nenávratnému zkreslení vzorkovaného signálu vlivem jevu, který se nazývá aliasing.

Pro správné vzorkování vstupního signálu je podle vzorkovacího teorému naprosto nezbytné, získat nejméně 2 vzorky ze signálu za jednu periodu vstupního signálu. Pokud by toto kritérium nebylo splněno, frekvence vyšší než frekvence f_b by vnášely chybu do vzorkování signálů a projevovaly by se přítomností parazitního signálu s nižší frekvencí, než je frekvence f_b , i přesto že jej vstupní signál vůbec neobsahuje. Grafické znázornění problematiky aliasingu je na Obr. 16.



Obr. 16: Aliasing [25]

Chybu vlivem aliasingu lze naštěstí velmi snadno eliminovat vřazením měřicího filtru typu dolní propust do signálové cesty před analogově-digitální převodník, který tak zamezí vstup signálu o vyšší frekvenci, než je frekvence f_b , do analogově-digitálního převodníku.

Pro osvětlení problematiky uvedu příklad z praxe. Šířka pásma člověkem slyšitelných frekvencí se uvádí jako 20Hz-20kHz. Pro vzorkování takového signálu je tedy určující jeho nejvyšší frekvence, v tomto případě tedy 20kHz. Minimální vzorkovací frekvence by tedy měla být dle vzorkovacího teorému minimálně dvojnásobná, tedy 40kHz. Při záznamu audiosignálu na kompaktní disky CD-DA, tedy Compact Disc-Digital Audio, definovaného normou red book, neboli červená kniha, se používá touto normou dané vzorkovací frekvence 44,1kHz a umožňuje tedy zaznamenat signál o frekvenci až 22,05kHz, tedy s určitou rezervou s ohledem na horní mez člověkem slyšitelných frekvencí. V roce 1999 vznikl v souvislosti s masovým rozšířením formátu DVD-Video také nový formát DVD-Audio, jehož vzorkovací frekvence je stanovena na 192kHz. Je nástupcem staršího CD-DA a díky vyšší vzorkovací frekvenci lze teoreticky dosáhnout záznamu a reprodukce signálu o frekvenci až 96kHz, takže takový záznam tedy zákonitě obsahuje mnohem více detailů, nežli záznam pořízený dle normy CD-DA, je však také mnohem obsáhlejší. Pro srovnání, v oblasti telekomunikací je standardní vzorkovací kmitočet 8kHz, umožňující tak přenos signálu o maximální frekvenci 4kHz, což je pro přenos lidského hlasu naprosto dostačující a současně zaručující mnohem méně objemný tok dat.

Druhou fází procesu konverze spojitého signálu v signál digitální, tedy diskrétní je kvantování vzorků vstupního signálu. V minulém kroku jsme v rámci vzorkování v analogově-digitálním převodníku řešili časovou osu vstupního signálu, v tomto kroku budeme v rámci kvantizace řešit hodnotu amplitudy vstupního signálu. Obecně jakékoliv zařízení pracující s digitálním signálem pracuje ve dvojkové soustavě a dokáže tedy vyhodnotit pouze 2 základní logické stavy, tedy 0 a 1. Tato základní jednotka se nazývá 1 bit. Takový rozsah možná postačuje logickým úlohám, v případě vyjádření vyšších čísel je nutné použít několik bitů za sebou, sdružených do tzv. slova.

Toto slovo může tvořit 2-64 bitů, podle architektury použitého zařízení, v našem případě analogově-digitálního převodníku. Ten tedy nedokáže pracovat s celou množinou reálných čísel, jak je tomu u spojitého vstupního signálu, a není tedy možné vyjádřit jakoukoliv hodnotu jeho amplitudy, vždy dojde k určitému zaokrouhlení hodnoty, tedy ke kvantování, v závislosti právě na délce slova. Kdybychom měli pouze jednobitový analogově-digitální převodník, dokázal by tento pouze vyhodnotit, zda na jeho vstup přichází signál s nenulovou amplitudou, nebo nikoliv. Jakékoliv přesnější údaje o amplitudě vstupního signálu bychom nemohli očekávat, neboť by je tento analogově-digitální převodník díky své architektuře nedokázal vyjádřit.

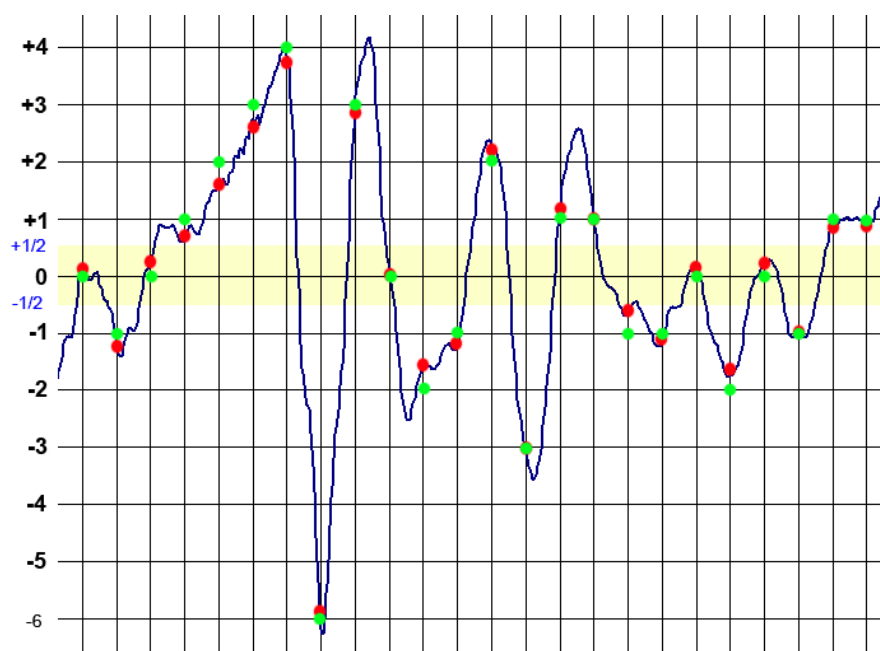
Podle pravidel kombinatoriky lze podle délky slova charakterizovat počet stavů, které je schopen analogově digitální převodník vyjádřit dle vztahu $n = 2^b$, kde n je počet stavů a b je počet bitů tvořících jedno slovo. Použijeme-li tedy analogově-digitální převodník s délkou slova 2 bity, dokáže tento charakterizovat amplitudu vstupního signálu ve 4 hladinách, nebo chcete-li v kvantech. Pokud se rozhodneme měřit amplitudu vstupního signálu a rozsah analogově-digitálního převodníku nastavíme na 2V, bude náš analogově-digitální převodník schopen tento rozsah rozdělit do 4 hladin s šířkou 0,5V. Aby bylo možné určit, které hodnoty má po kvantování nabývat určitý vzorek, je třeba rozdělit prostor kolem jednotlivých hodnot na toleranční pásy. Kterémukoliv vzorku, který padne do daného tolerančního pásu, je při

kvantování přiřazena daná hodnota, jak je zřejmé z Obr. 17. Kvantované hodnoty se ve většině případů liší od skutečných navzorkovaných hodnot. Kvantizační chyba je tedy vzdálenost mezi kvantovanými a původními navzorkovanými body, a její velikost se pohybuje v intervalu $+1/2$ až $-1/2$ kvantizační úrovně.

Pokud bychom vynesli velikosti chyb od jednotlivých vzorků do grafu, získali bychom náhodný signál, kterému se říká kvantizační šum. Velikost šumu je zvykem vyjadřovat jako poměrné číslo v decibelech, tedy jako poměr užitečného signálu k šumu. Velikost kvantizačního šumu lze jednoduše stanovit pro jakýkoliv analogově-digitální převodník, u kterého známe délku jeho slova dle vzorce

$$SNR_{A/D} = \frac{S}{N} = 20 \cdot \log 2^n \approx 6,02 \cdot n [dB]. \quad (3)$$

Číslo ve jmenovateli zlomku, tedy kvantizační chyba je u všech lineárních převodníků stejná a odpovídá intervalu $+1/2$ až $-1/2$ kvantizační úrovně. Výsledná velikost kvantizačního šumu může tedy záviset jen na čitateli zlomku, představujícím velikost užitečného signálu, který závisí pouze na počtu kvantizačních úrovní daného převodníku, tedy na jeho délce slova.



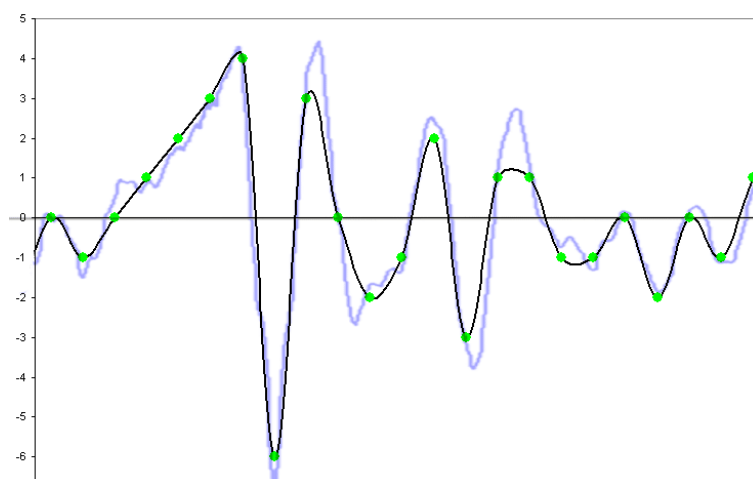
Obr. 17: Kvantování spojitého signálu [11]

Vezmeme-li si opět za příklad formát záznamu audiosignálu na kompaktní disky dle normy CD-DA, používající 16bitový převod, který umožňuje vyjádřit amplitudu signálu celkem v 65536 úrovních dostaneme podle výše uvedeného vzorce hodnotu odstupe signál-šum 96,32dB. Rovněž v této oblasti došlo s nástupem novějšího formátu DVD-Audio k markantnímu zlepšení. Ten používá vyšší, konkrétně 24bitový převod spojitého signálu na diskretní a dokáže tedy amplitudu vstupního signálu rozdělit na 16777216 úrovní. Dle našeho vzorce (3) vyjde vynikající hodnota odstupe signál-šum $SNR_{A/D}=144,48dB$.

2.2.5.2 Posouzení kvality převodu

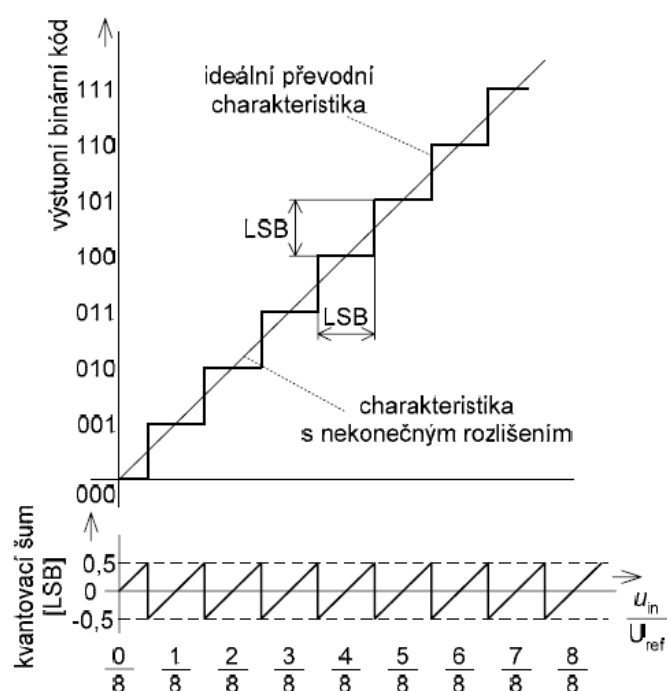
Jak již bylo naznačeno v předchozím textu, díky diskretizaci původního spojitého signálu ve dvou osách dojde ke ztrátě některých detailů původního spojitého signálu, a tedy signál

zpětně převedený z digitální podoby do analogové nemůže nikdy přesně odpovídat původnímu signálu, jak je zřejmé z Obr. 18. Pro hodnocení kvality převodu spojitě analogové veličiny na veličinu nespojitou, tedy digitální se uplatnilo několik parametrů, kterými se dá posoudit. Ze známých parametrů analogově digitálního převodníku lze snadno stanovit přesnou hodnotu přechodu z jedné úrovně na druhou, odchylka od těchto hodnot se pak vyjadřuje v jednotkách vstupních analogové veličiny, nebo v počtu u_{LSB} .



Obr. 18: Srovnání původního a rekonstruovaného signálu [11]

Přesnost analogově digitálního převodníku je potom dána odchylkou skutečné převodní charakteristiky od ideální. Ideální převodní charakteristika je uveden na Obr. 19. Tyto odchylky bývají způsobeny několika různými faktory, jako nelinearitou či nemonotónností převodu, napětovým posunem, nebo chybou zisku. Omezení vlivu této chyby je možné pouze zvětšením rozlišovací schopnosti analogově digitálního převodníku.



Obr. 19: Ideální převodní charakteristika 3bitového analogově digitálního převodníku [25]

Další možná příčina chybného výsledku převodu souvisí s dynamickými parametry analogově digitálního převodníku, tedy s dobou převodu a rychlostí četnosti převodů analogově digitálního převodníku. Doba převodu je v podstatě reciproká hodnota rychlosti převodu.

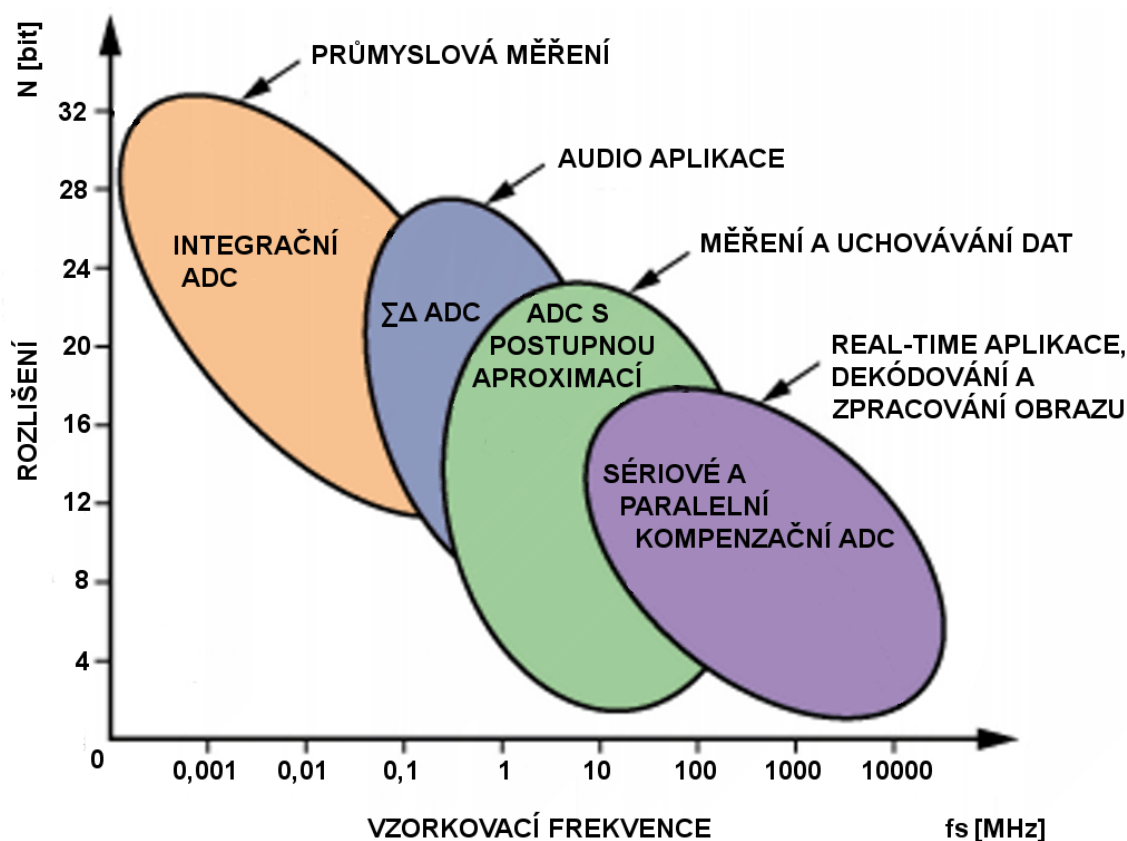
U většiny analogově digitálních převodníků doba je doba převodu shodná s dobou vzorkování. Četnost nebo rychlost analogově digitálních převodů určuje největší počet možných převodů za jednotku času při zaručené přesnosti převodu. Chyba způsobená nenulovou dobou vzorkování vzniká v důsledku změny vstupního analogového signálu během vzorkování a vyjadřuje se rozdílem hodnot vstupní veličiny na začátku a na konci převodu. Částečná eliminace této chyb je možná použitím vzorkovacího obvodu s analogovou pamětí. V tom případě je hodnota vzorku, i po jeho odebrání, udržována konstantní po celou dobu T_s převodu vzorku.

2.2.5.3 Rozdělení a porovnání A/D převodníků

Z výše uvedených skutečností je zřejmé, že ideální analogově digitální převodník by měl mít co největší rozlišovací schopnost při co nejkratší době převodu. Mezi těmito požadavky dokonce existuje vztah, ovšem zdaleka ne takový, jaký bychom si přáli.

Tyto dva parametry jsou v praxi protichůdné a je tedy zřejmé, že nelze současně dosáhnout velké četnosti převodu a tedy vysokého vzorkovacího kmitočtu současně s vysokou rozlišovací schopností analogově digitálního převodníku, jak je znázorněno na Obr. 20.

Z něj je dobře zřejmé základní orientační rozdělení analogově digitálních převodníků do několika základních skupin podle toho, na jakém principu je převod založen, a do jaké míry vyhovuje oběma parametrům. Dále se budu zabývat popisem jednotlivých skupin analogově digitálních převodníků.



Obr. 20: Závislost rozlišovací schopnosti A/D převodníků na vzorkovacím kmitočtu [6]

Z několika předchozích odstavců je jasné, že výběr vhodného typu analogově digitálního převodníku není jednoduchou záležitostí. Většina aplikací je na správné volbě typu analogově digitálního převodníku naprosto závislá.

Pro aplikace, které nejsou časově kritické, jsou nejvhodnější integrační analogově digitální převodníky, které nabízejí i nejlepší rozlišovací schopnost. V závislosti od ní se však odvíjí i jejich cena. Volba mezi zbylými typy analogově digitálních převodníků je již pouze kompromis mezi rychlostí převodu a jejich rozlišovací schopností. U velkosériových aplikací se navíc přidává další nezanedbatelný faktor, kterým je pořizovací cena.

V následující tabulce, Tab. 1, jsem se pokusil shrnout jednotlivé typy analogově digitálních převodníků se zaměřením na jejich charakteristické vlastnosti, výhody a nevýhody.

<i>Typ analogově digitálního převodníku</i>	<i>Výhody</i>	<i>Nevýhody</i>
Integrační ADC	vysoká rozlišovací schopnost	nízká vzorkovací frekvence
$\Sigma\Delta$ ADC	- vysoká rozlišovací schopnost - jednoduchá konstrukce	nízká vzorkovací frekvence
ADC s postupnou aproximací	- velká rozlišovací schopnost - malá plocha čipu - nízká spotřeba	- vzorkovací frekvence v řádu MHz - přesnost převodu závisí na vnitřním DAC
Řetězové komparační ADC	- dobrá rozlišovací schopnost - vysoká vzorkovací frekvence - nízká spotřeba	- přesnost převodu je závislá na blocích, které řeší váhově důležitější bity - nutno časově sladit vzorky před odesláním na výstup
Paralelní komparační ADC	vysoká vzorkovací frekvence	- nízká rozlišovací schopnost - při vyšších rozlišeních velká plocha čipu - vysoká spotřeba

Tab. 1: Rozdělení analogově digitálních převodníků

2.2.6 Zpracování a záznam dat

Poslední fází měřicího řetězce bývá modul pro zpracování dat a rozhraní pro zobrazení měřených dat, jejich export do osobního počítače, případně pro jejich záznam do vnitřní paměti.

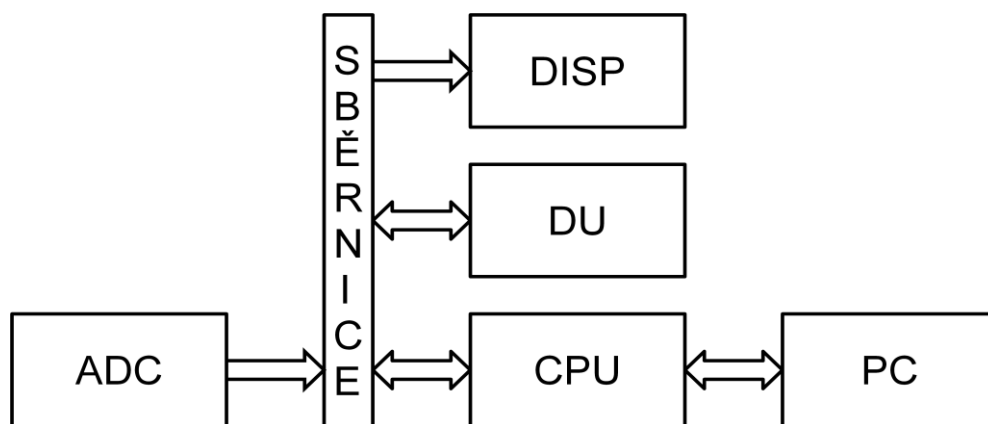
Hardwarové moduly pro zpracování, nebo analýzu dat bývají součástí spíše složitějších systémů a analyzátorů, u kterých je nutné provádět časově kritickou analýzu dat. Přenos těchto dat do počítače a jejich následné softwarové zpracování v něm, by mohlo způsobit velkou časovou prodlevu. Rychlejším a mobilnějším přístupem je provést toto zpracování, případně alespoň kompresi objemu dat, pomocí naprogramovaného mikroprocesoru přímo v měřicím řetězci. Výsledky pak mohou být zobrazeny přímo na display zařízení, případně je pro zobrazení a další zpracování odeslat do počítače. Tohoto přístupu se s výhodou používá

v oblasti měření, ve které se využívá Fourierovy transformace pro převod měřeného signálu z časové základny na kmitočtovou. Této aplikaci se využívá zejména při analýze hluku a vibrací. Fourierova transformace sama o sobě je velmi náročná na výpočetní výkon, zejména je-li její výsledek požadován v reálném čase, jak tomu v těchto aplikacích bývá, a i když se používá její zjednodušená forma, tzv. rychlá Fourierova transformace (FFT), je nutné její výpočet provést dostatečně výkonným mikroprocesorem. Jinou formou předzpracování dat bývá aplikace diskretních filtrů, s jejichž pomocí lze také usnadnit analýzu výstupního signálu.

2.2.6.1 Vnitřní komunikace

Jak už bylo v minulém odstavci naznačeno, modul pro zpracování dat, jejich přenos a případný záznam dat bývá většinou realizován pomocí samostatného mikroprocesoru, který je naprogramován tak, aby vykonával tuto činnost. S předchozími prvky měřicího řetězce je propojen pomocí datové sběrnice, která přenáší výstupní signál z analogově digitálního převodníku. Po zpracování tato data přenáší po stejné, nebo podobné sběrnici do externí paměti, případně je pomocí standardizovaného protokolu a rozhraní přenáší do osobního počítače. Blokové schéma znázorňující typickou ukázkou uspořádání takové vnitřní komunikace je na Obr. 21.

Pro přenos digitálního výstupního signálu z analogově digitálního převodníku lze v podstatě zvolit dva základní hardwarové přístupy. Data mohou být po sběrnici přenášena postupně, po jednotlivých bitech, tedy sériově, nebo mohou být všechny bity přeneseny současně, tedy paralelně.



ADC - Analogově digitální převodník
DU - Datové úložiště
PC - Osobní počítač

DISP - Zobrazovací jednotka
CPU - Řídící mikrokontrolér

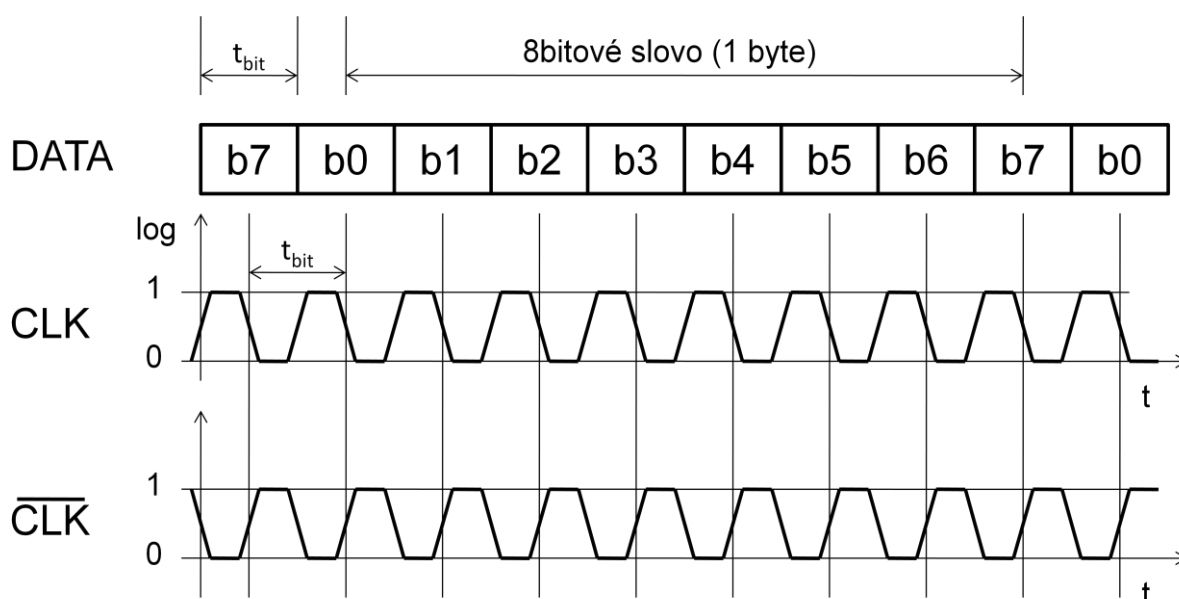
Obr. 21: Blokové schéma vnitřní komunikace

Je zřejmé, že paralelní sběrnice má, co se týče propustnosti dat, větší potenciál. Je-li provozována při stejné frekvenci jako sériová a obě přenáší 8bitová slova, bude paralelní vždy 8x rychlejší. Také implementace a použití paralelní sběrnice je jednodušší, neboť vyžaduje jen velmi jednoduchý řadič. Na druhou stranu vyžaduje nejméně tolik propojovacích vodičů, kolika bitová komunikace je přes ni realizována, v našem případě je tedy určující rozlišovací schopnost analogově digitálního převodníku. Tato sběrnice je svými vlastnostmi naprosto

ideální pro použití u velmi rychlých analogově digitálních převodníků, jako jsou paralelní komparační analogově digitální převodníky.

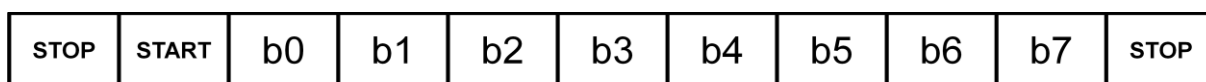
Sériová sběrnice pro svoji realizaci potřebuje prakticky jen jeden vodič, který postupně přenáší hodnotu jednotlivých bitů. Realizace sériového přenosu však téměř vždy vyžaduje alespoň minimální hardwarovou podporu na obou stranách, která je nutná pro převod slova na jednotlivé bity u zařízení, které vysílá a která vykonává opačnou funkci u přijímače. Většinou jde o jednoduché posuvné registry, jejichž rotací dochází k postupnému prostřídání všech bitů na pozici MSB, odkud jsou poté postupně odesílány do přijímače. Toho se s výhodou používá u analogově digitálních převodníků s postupnou aproximací, které hodnotu jednotlivých bitů slova určují rovněž postupně a využívají přitom rovněž již výše zmíněného posuvného registru.

Oba typy datové komunikace lze dále rozdělit podle synchronizace dat na synchronní a asynchronní verzi. V případě synchronní komunikace je kromě vodičů, které přenášejí vlastní data, nutné použít další alespoň jeden přídavný vodič, který synchronizuje všechna sběrnici spojená zařízení. Většinou jde o hodinový signál generovaný vysílačem *CLK*, potvrzující jeho vzestupnou/sestupnou hranou, že data na datové sběrnici jsou platná. Časové schéma takové komunikace je v sériovém provedení na Obr. 22.



Obr. 22: Průběh signálu při sériové synchronní komunikaci

Naopak asynchronní komunikace nepotřebuje kromě datových vodičů ani jeden navíc. Pro synchronizaci komunikace používá tzv. start a stop bity, které jsou zahrnuty do komunikace na datovém vodiči. Základní tvar při asynchronním přenosu dat začíná start bitem, po němž následuje většinou osm datových bitů. Jako poslední je vysílán stop bit, který musí být minimálně stejně dlouhý jako datový bit. O asynchronní přenos jde proto, že stop bit je definován pouze minimální délkou, takže může být i mnohem delší. Přenos dalšího slova je pak opět zahájen start bitem, jak je zřejmé z následujícího Obr. 23.



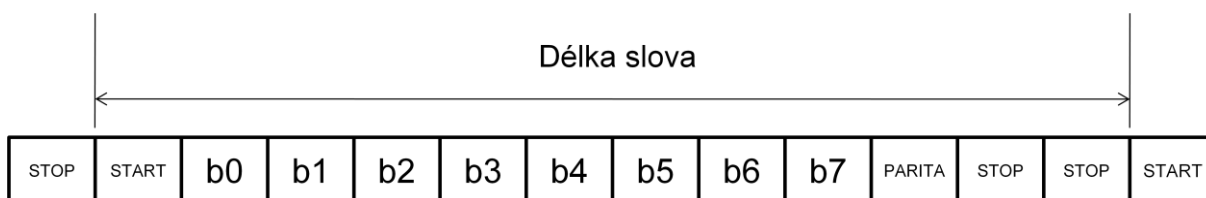
Obr. 23: Posloupnost bitů při asynchronní komunikaci

V případě asynchronního přenosu používá obvod na každém konci sběrnice svůj vlastní generátor hodinového signálu. Pro dokonalou komunikaci je tedy nezbytné nastavit její správnou přenosovou rychlost v_T , ze které je pak délka, tedy doba trvání bitu t_{BIT} v sekundách odvozena dle následujícího vzorce

$$t_{BIT} = \frac{1}{v_T}. \quad (4)$$

Přenosová rychlost je udávána v jednotkách baud – Bd, což je počet bitů přenesených za sekundu. Nutno dodat, že nejde o počet datových, ale všech přenášených bitů, tedy včetně start, stop a paritních bitů. Pro lepší kompatibilitu mezi různými zařízeními bývá v rámci komunikačních protokolů hodnota přenosové rychlosti standardizována.

Pro kontrolu správnosti převodu se u asynchronního přenosu používají kromě start a stop bitů i tzv. paritní bity. Paritní bit je určen k jednoduché detekci chyby ve slově. Jde o redundantní bit přidáný navíc k datovému slovu, který obsahuje paritní informaci o počtu jedničkových bitů ve slově. Pomocí paritního bitu lze detekovat lichý počet chybných bitů ve slově. Rozlišuje se lichá a sudá parita, přičemž lichá parita znamená lichý počet jedničkových bitů ve slově (včetně paritního bitu) a sudá parita pak sudý počet jedničkových bitů ve slově. Hodnota paritního bitu se počítá pomocí logické operace exkluzivní disjunkce (XOR) mezi všemi datovými bity slova. Při sériové asynchronní komunikaci s osobním počítačem, nebo obvody UART a USART je při komunikaci každé slovo složeno ze start bitu, 5ti až 8mi datových bitů, 1 paritním bitem a 1, 1,5 až 2ma stop bity, jak je zřejmé z Obr. 24.



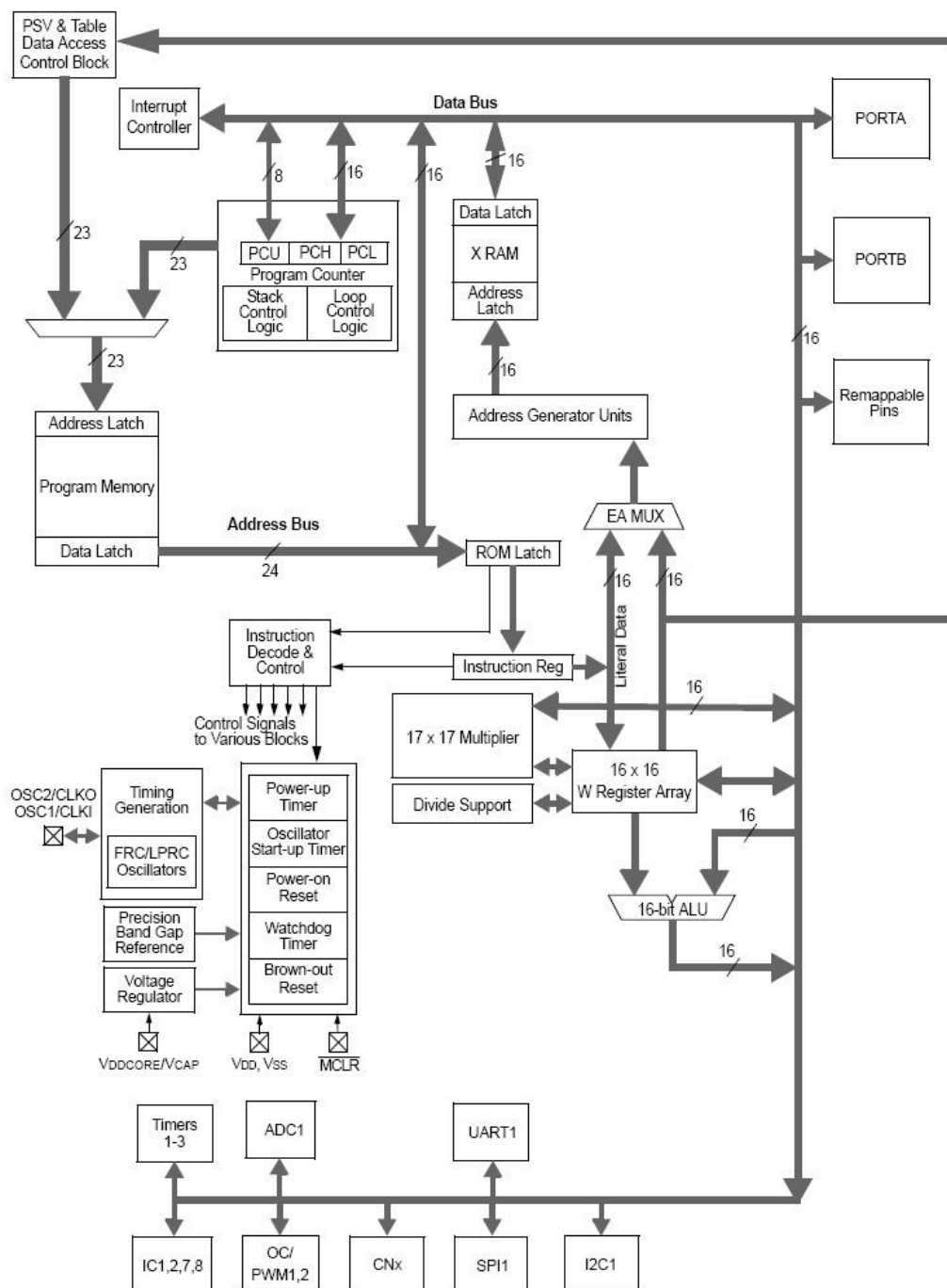
Obr. 24: Posloupnost bitů při komunikaci mezi obvody UART

Charakteristickým parametrem pro posouzení kvality sběrnice je její přenosová rychlost. Je udávána v jednotkách baud – Bd, což je počet bitů přenesených za sekundu. Nutno dodat, že nejde o počet datových, ale všech přenášených bitů, tedy včetně start, stop a paritních bitů. Pro lepší kompatibilitu mezi různými zařízeními bývá v rámci komunikačních protokolů hodnota přenosové rychlosti standardizována.

Volba uspořádání a typu sběrnice pro vnitřní komunikace mezi jednotlivými komponenty jednotky pro sběr dat je velice důležitá, proto je jí věnována samostatná kapitola v návrhové části této práce.

2.2.6.2 Mikrokontroléry

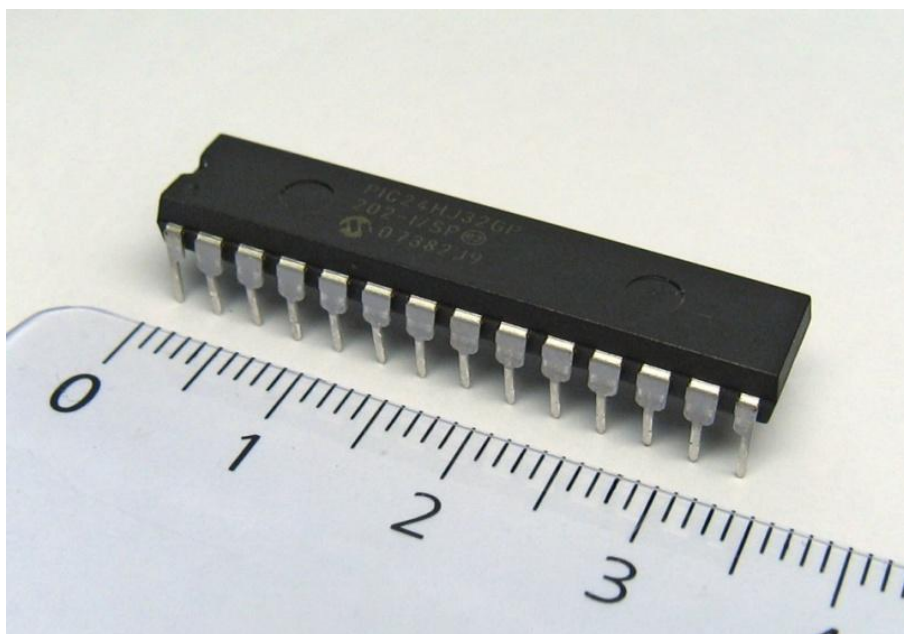
Z předchozí statě je zřejmé, že nutnou součástí celého systému je mikrokontrolér, jehož účelem je řízení toku dat z analogově digitálního převodníku po vnitřní komunikační sběrnici, jejich případná úprava a archivace v datovém úložišti. K tomuto účelu se ponejvíce využívá jednočipových mikropočítačů, kterým se říká mikrokontroléry, zkráceně MCU.



Obr. 25: Vnitřní architektura 16bitového mikrokontroléru PIC řady 24 firmy Microchip [12]

Jejich výhoda spočívá v integraci všech součástí nutných pro jejich činnost na jediném čipu. Mikrokontrolér v sobě zahrnuje jádro mikroprocesoru společně s pamětí RAM doplněné navíc

o některou variantu ROM paměti, která je vyhrazena programu a konstantám potřebných pro jeho činnost. Obsahuje i periferní obvody, jako vstupy a výstupy, komunikační linky, PWM, A/D převodníky, čítače, časovače apod., takže jeho implementace je velmi snadná a nevyžaduje další externí podpůrné obvody, jak je zřejmé z blokového schéma mikrokontroléru Microchip PIC na Obr. 25.



Obr. 26: 16bitový Mikrokontrolér PIC řady 24 firmy Microchip [11]

Mikrokontroléry jsou nejen velmi kompaktní (Obr. 26), ale i spolehlivé, takže jsou primárně určeny pro jednoúčelové aplikace zejména v oblastech řízení a regulace. Lze je rozdělit do mnoha skupin podle různých parametrů. Tím nejdůležitějším bývá šířka operandu, s jakou daný mikrokontrolér pracuje. Určuje velikost množiny čísel, se kterou je mikrokontrolér schopen pracovat. Udává se v bitech a většinou nabývá typických hodnot 4,8,16 a 32. Tato vlastnost do značné míry ovlivňuje všechny ostatní důležité parametry mikrokontroléru.

V samostatné kapitole návrhové části této práce se budu zabývat i volbou vhodného typu mikrokontroléru, kde budou jednotlivé parametry a požadavky na ně vysvětleny a specifikovány v širších souvislostech.

2.2.6.3 Datová úložiště

Tím se dostáváme k poslední části měřicího řetězce, kterým je datové úložiště. Zdaleka ne všechny měřicí aplikace nutně potřebují svá data archivovat přímo v měřicím zařízení. Většina z nich se spokojí pouze se zobrazením hodnoty měřené veličiny na displeji, popřípadě k archivaci využijí export do osobního počítače. Některé měřicí aplikace se však bez této archivace neobejdou z několika dobrých důvodů.

Prvním důvodem je rychlost záznamu dat. Hodnota některých veličin se v čase velmi dynamicky mění, proto je nutné odebrat co největší počet hodnot za jednotku času, aby bylo možné měřené výsledky správně interpretovat. Ve srovnání s člověkem dosahují v této oblasti elektronické systémy závratné rychlosti, takže pro ně není problémem uskutečnit řádově

stovky i tisíce měření za jedinou sekundu. Dalším důvodem pro využití datového úložiště je nemožnost z jakéhokoliv důvodu vyhodnocovat data online tak, jak jsou měřena. Posledním pádným důvodem pro užití datového úložiště je archivace dat za účelem zálohy. Data tak mohou být vyhodnocována v reálném čase, ale pro podrobnější analýzu, nebo jen archivaci je jejich kopie uchována v datovém úložišti.

Datová úložiště je z hlediska přístupu možné rozdělit na vestavěná, nebo výměnná. Zejména v případě použití FLASH pamětí ve formě běžně používaných paměťových karet, je nutné se rozhodnout, bude-li sloužit pouze jako vnitřní paměť pouze pro potřeby záznamu dat, která se z ní budou vyčítat přímo ze zařízení prostřednictvím propojovacího kabelu, nebo bude sloužit jako výměnné datové úložiště, které bude sloužit nejen pro záznam, ale i přenos dat přímo do PC.

Obě možnosti mají své výhody i nevýhody. První přístup je o něco jednodušší na softwarovou implementaci, zato neumožňuje výměnu datového média a rychlost přenosu dat je dána možnostmi mikrokontroléru, který tento přenos zprostředkovává.

Druhý přístup umožňuje použití několika výměnných médií, takže původní kapacita se násobí a rychlost přenosu dat je v tomto případě dána pouze možnostmi daného datového média a komunikačního rozhraní v PC, které je k tomu účelu určeno. Zato implementace do systému je o něco složitější, neboť je nutné u média, které má být načteno prostřednictvím systému kompatibilního s IBM PC, použít normalizovaný souborový systém, jinak by médium nebylo pro systém čitelné.

Podobně jako u ostatních částí měřicího řetězce, které budou součástí návrhu, jsou bližší specifikace datových úložišť a jejich parametrů součástí návrhové části této práce.

2.3 Principy snímání neelektrických veličin

Z minulých kapitol je zřejmé, že měřicí řetězec, jako takový, je schopen snímat a zpracovávat pouze elektrické signály zprostředkovávané změnou elektrického napětí, případně proudu. Využití takového systému by však v našich podmínkách bylo velmi omezené, či lépe řečeno téměř žádné. Abychom mohli pomocí těchto systémů měřit i hodnoty neelektrických veličin, je nutné je na elektrické veličiny převést pomocí snímačů neelektrických veličin. Na několika následujících stranách se tedy pokusím o základní rozdělení, charakteristiku a popis snímačů, které se pro zjištění hodnot jednotlivých veličin používají.

2.3.1 Teplota

Co se týče počtu jednotlivých snímačů, snímače pro měření teploty jsou patrně jedny z nejpočetnějších i u sériových automobilů, natož pak u automobilů, pro které jsou systémy měření a záznamu dat primárně určeny. K měření teploty v oblasti automobilového průmyslu se v současné době využívají tři různé typy snímačů, přičemž každý z nich je založen na jiném principu a liší se svými charakteristickými vlastnostmi, jako je například rozsah měřených teplot.

U aplikací v motorsportu nás zajímá teplota prakticky každé provozní kapaliny, počínaje chladicí kapalinou, přes teplotu motorového oleje, paliva, brzdovou kapalinu, až po náplň převodovky. Při měření teploty kapalin, zejména pak u těch, které cirkulují v uzavřeném

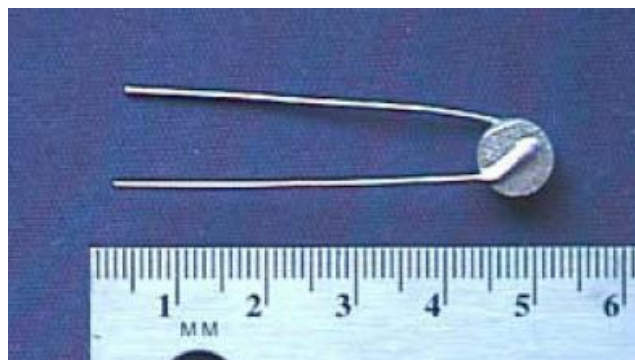
okruhu obsahující zpravidla i chladič, nás zajímá teplota hned na několika různých místech, jako například na vstupu/výstupu z chladiče, případně v různých konstrukčně kritických místech, u kterých je nutné zabezpečit chlazení či mazání.

Pro dokonalý přehled o činnosti všech systémů je však nutné sledovat nejen teplotu provozních kapalin, ale i plynů. Teplota nasávaného vzduchu, jeho teplota po průchodu dmychadlem a mezichladičem stlačeného vzduchu je nesporně důležitým parametrem určujícím chod motoru. Výsledkem spalování směsi jsou výfukové plyny, jejichž teplota, opět získaná zpravidla hned z několika klíčových míst, může být důležitým ukazatelem pro diagnostiku.

Často se sleduje i teplota brzdových kotoučů a pneumatik, jejichž účinnost je s teplotou přímo svázána. Tak je tomu u mnoha dalších systémů v každém vozidle. Podle toho, jaké podmínky pro zjištění teploty jsou dány, vybíráme nejvíce vhodný snímač pro její měření, založený na jednom z následujících systémů.

2.3.1.1 Termistory

Prvním typem snímačů teploty jsou odporové teploměry, pracující na principu závislosti elektrického odporu vodiče nebo polovodiče na teplotě, nazývané termistory (Obr. 27). Podle toho, zda je odpor termistoru přímo, nebo nepřímo úměrný teplotě, rozlišujeme pozitivní (PTC z angl. Positive Temperature Coefficient, pozistor) a negativní (NTC z angl. Negative Temperature Coefficient, negistor) termistory. U termistoru PTC jeho odpor s teplotou roste, u NTC termistoru naopak se zvyšující se teplotou klesá.

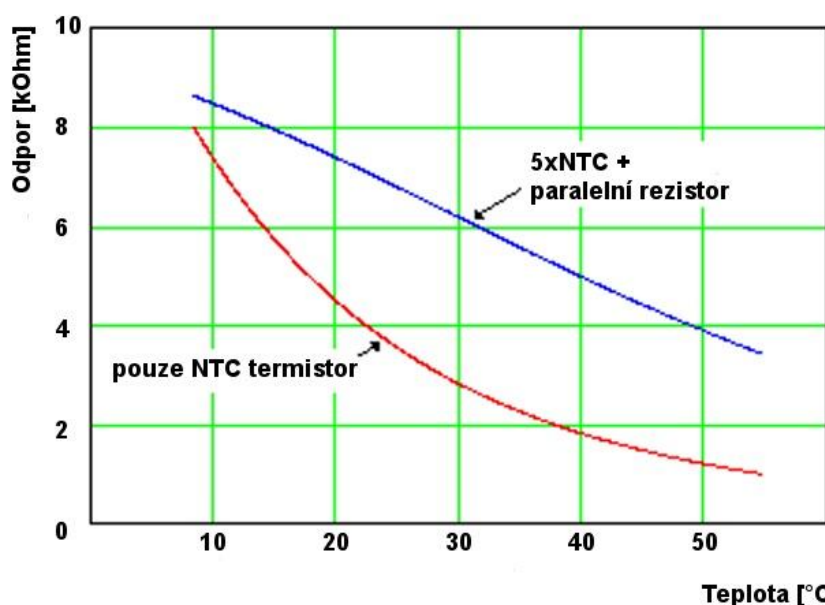


Obr. 27: Typické provedení a velikost termistoru [11]

Jako teplotní čidlo se používají především termistory NTC s negativní teplotní závislostí. Pro přesné měření je však nutno znát co nejpřesněji volt-ampérovou charakteristiku dané součástky, nebo alespoň hodnoty odporu součástky při určitých teplotách. Z nich lze pak odvodit ostatní hodnoty, závislost odporu na teplotě však nebývá u NTC termistorů zdaleka lineární, avšak v užším rozsahu teplot ji lze s pomocí doplňkových součástek vcelku dobře linearizovat, jak je zřejmé z charakteristiky na Obr. 28.

Při vhodné volbě zapojení pro měření, např. s použitím přesného měřicího můstku, lze dosáhnout velmi velké přesnosti měření, řádově až 10^{-5} K.

Díky tomu, že termistory jako takové mají velmi velký vnitřní odpor, jsou necitlivé na vliv dalších odporů (např. odpor přívodních vodičů). Další výhodou je velmi rychlá odezva na změny teplot, vysoká citlivost (až $400\Omega/^{\circ}\text{C}$), nízké pořizovací náklady, široké spektrum tvarů, velikostí a provedení, a v neposlední řadě také jednoduché připojení pouze pomocí dvou vodičů. Díky miniaturním rozměrům navíc umožňují téměř bodové měření teploty.

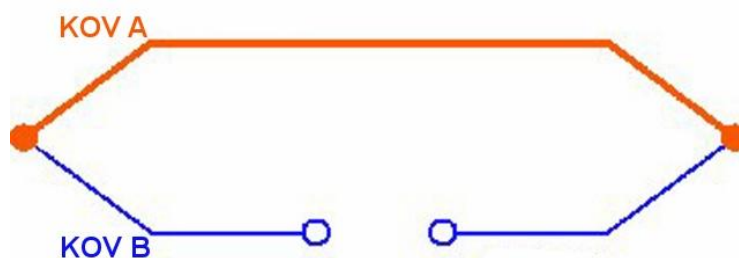


Obr. 28: Porovnání závislosti odporu na teplotě samostatného termistoru a 5ti termistorů s paralelně připojeným rezistorem [11]

Nevýhodou je naopak to, že vzhledem ke konstrukci termistorů lze pracovat pouze s velmi malými proudy v řádu desítek μA a je tedy nutné používat velmi citlivou měřicí techniku. I přesto že jsou při výrobě podrobeny procesu umělého stárnutí kvůli časové stabilizaci parametrů, nelze je považovat za časově stabilní. Také jejich vcelku výrazná nelinearita, omezuje rozsah měřených teplot. Navíc průchodem proudem termistorem může docházet k jeho ohřívání a tím i k ovlivnění výsledků měření. Většinu nevýhod lze pomocí externích doplňkových součástek kompenzovat a termistory se tak stávají pro měření teplot v automobilovém průmyslu nejoblíbenější variantou v oblasti nižších teplot.

2.3.1.2 Termoelektrické snímače

Jsou také nazývány termočlánky. Princip měření teploty je založen na Peltiérově-Seebeckově, neboli také termoelektrickém jevu. Termočlánek se obvykle skládá ze dvou kovů propojených do série dvěma spoji, jak je vidět na Obr. 29.



Obr. 29: Ke konstrukci termočlánku [11]

Mají-li spoje navzájem různou teplotu, vzniká na každém ze spojů odlišný elektrický potenciál, tzv. termoelektrické napětí, který je po uzavření obvodu zdrojem proudu. Termočlánek bývá vyroben z dvojice tenkých vodiče o průměru 0,1 - 0,5 mm, které jsou na konci svařené a uloženy v keramické dvojkapiláře. Napětí článku se obvykle měří citlivým voltmetrem. Samostatné termočlánky jsou užívány jako teplotní čidla pro teploty v řádech stovek stupňů. Citlivost se pohybuje v řádech desítek mikrovoltů na °C.

Materiály, které se používají pro výrobu termočlánků, ovlivňují do značné míry většinu jejich vlastností. Kromě mechanických je to zejména rozsah měřených teplot a přesnost měření. Přehled jednotlivých standardních kombinací materiálů a typové označení je v následující tabulce (Tab. 2).

Kov A	Kov B	Označení	Zaručený teplotní rozsah (* - se zvýšenou přesností)	
			Min [°C]	Max [°C]
Fe	Cu-Ni	J	0	750 (200*)
Ni-Cr	Ni-Al	K	-200 (0*)	1250 (200*)
Cu	Cu-Ni	V	0	80
Cu	Cu-Ni	T	-250 (-60*)	350 (100*)
Ni-Cr	Cu-Ni	E	-200 (0*)	900 (200*)
Ni-Cr-Si	Ni-Si-Mg	N	-270 (0*)	1300 (200*)
Pt-Rh (13%)	Pt	R	0	1450 (150*)
Pt-Rh (10%)	Pt	S	0	1400 (150*)
Cu	Cu-Ni	U	0	50
Pt-Rh (30%)	Pt-Rh (6%)	B	0	1700 (100*)
W	W-Re (26%)	G	0	2320 (260*)
W-Re (5%)	W-Re (26%)	C	0	2320 (870*)
W-Re (3%)	W-Re (25%)	D	0	2320 (260*)

Tab. 2: Používané typy termočlánků

Oproti termistorům má tento typ snímačů teploty velkou výhodu v tom, že jsou velmi odolné vůči mechanickému a tepelnému namáhání. Rovněž se s nimi dá měřit široké spektrum teplot. Oproti termistorům však bývají o něco rozměrnější, s čímž souvisí i vyšší hodnota tepelné setrvačnosti. Většinou se používají pro měření teplot výfukových plynů.

2.3.1.3 Radiační teploměry

V některých případech je prakticky nemožné použít pro měření teploty předmětů jakoukoliv kontaktní metodu. Hlavní příčinou bývá buď nemožnost zabezpečit mechanický kontakt, nebo příliš vysoká teplota měřeného objektu, která by mohla způsobit zničení teploměru. Pro tyto aplikace je možné využít radiačních teploměrů, neboli pyrometrů. S jejich pomocí lze měřit teploty v rozsahu -50°C až 3500°C. Fungují na principu využití zákonů o tepelném vyzařování (Planckův vyzařovací zákon, Wienův zákon, Stefanův-Bolcmanův zákon).

Všechny formy hmoty vyzařují, díky vnitřnímu mechanickému pohybu molekul, při teplotách vyšších než je absolutní nula tepelné záření ve viditelném i neviditelném pásmu spektra, jehož intenzita je přímo úměrná teplotě hmoty. Pohyb molekul představuje přemísťování náboje,

tudíž je vyzařováno elektromagnetické záření ve formě fotonových částic, které se zachycuje pomocí pyrometru. Vyzařovaná energie roste v celém vlnovém rozsahu se čtvrtou mocninou teploty.

Výhodou pyrometrů je v první řadě možnost měření teploty objektů, které jsou obtížně dosažitelné, pohybují se, nebo obojí současně. S jejich pomocí lze měřit i velmi vysoké teploty a rovněž rychlost měření je velmi vysoká. Bezkontaktní měření rovněž vylučuje jakoukoliv mechanickou interakci s měřeným objektem, tudíž nemůže dojít k ovlivnění jeho teploty, případně mechanických vlastností.

Tento způsob měření má však i určité nevýhody, mezi které patří to, že měřený objekt musí být pro teploměr opticky viditelný a samotná čidla je nutno chránit před nečistotami a kondenzujícími kapalinami. Díky samotnému principu lze pomocí pyrometrů měřit pouze teplotu povrchu objektu, nikoliv jeho vnitřní teplotu.

Těchto teploměrů se využívá zejména v motorsportu pro měření teploty pneumatik, případně brzdových kotoučů. Příklad provedení takových čidel nabízených firmou McLaren Electronic Systems je na Obr. 30.

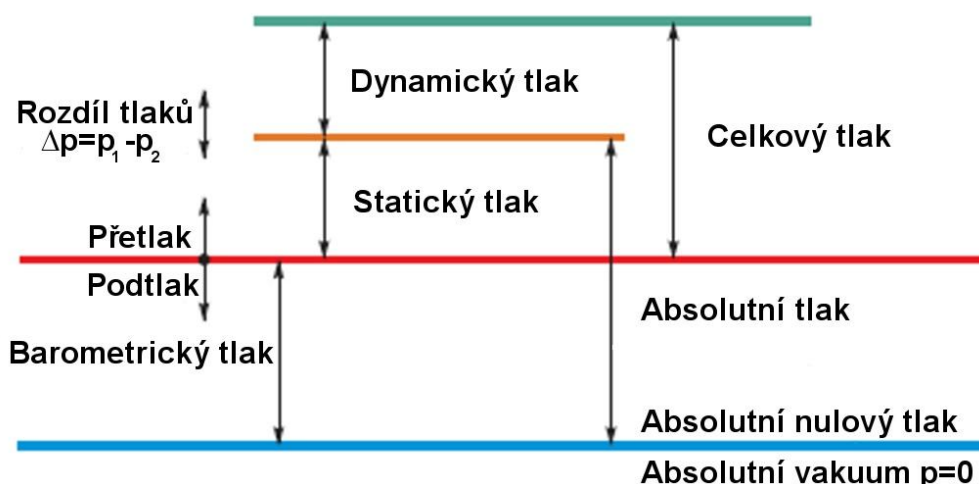


Obr. 30: Bezkontaktní snímače teploty pneumatik v jednoduchém a trojitém provedení [7]

2.3.2 Tlak

Měření tlaku je další významnou měřenou veličinou. Z fyzikálního pohledu jej lze rozdělit dle Obr. 31 na tlak statický, dynamický, celkový (smíšený) tlak, absolutní, relativní a atmosférický tlak, podtlak a přetlak. Při měření tlaku se zpravidla postupuje cestou měření silových účinků, které vlastní tlak vyvolává, na měřící člen. Podle toho, jaký člen a jakou metodu zvolíme pro měření silových účinků na něj působících, můžeme tlakoměry rozdělit na:

- odporové
- piezorezistivní
- s tenzometry
- kapacitní
- piezoelektrické
- rezonanční
- indukčnostní
- deformační

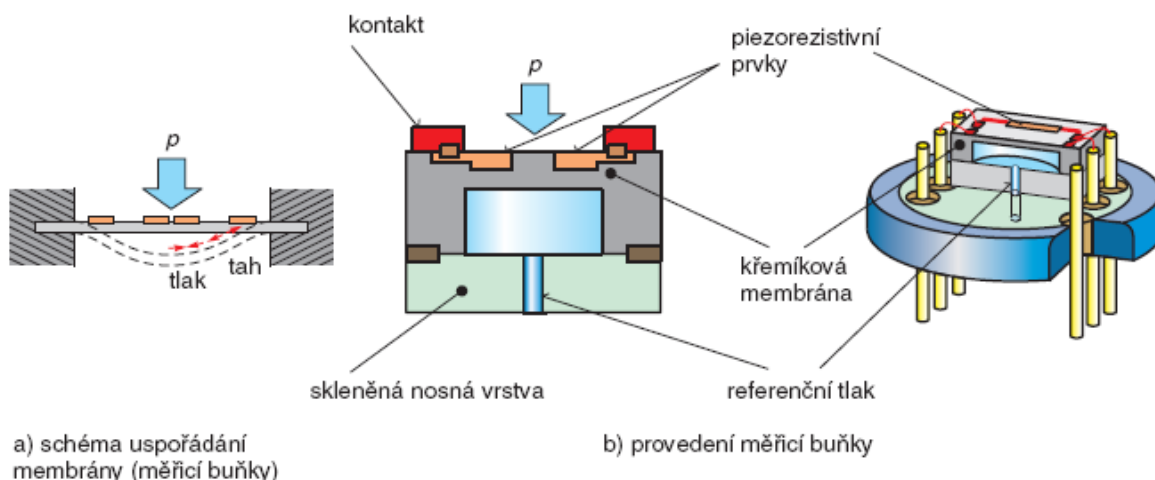


Obr. 31: Grafické znázornění úrovně tlaku [21]

Pomocí těchto snímačů lze měřit tlak provozních kapalin, jako tlak chladicí kapaliny, brzdové kapaliny, motorového oleje, nebo tlak plynů, např. tlak v pneumatikách, atmosférický tlak, místní tlak, tlakovou diferenci mezi atmosférickým tlakem a přetlakem v Pitotově trubici za účelem měření rychlosti apod. V dalších odstavcích se pokusím princip činnosti jednotlivých typů snímačů blíže osvětlit.

2.3.2.1 Piezorezistivní odporové snímače

Piezorezistivní odporový snímač tlaku využívá piezoelektrického jevu, jenž se začal technicky využívat v 60. letech 20. století. Monokrystal křemíku je pomocí různých příměsí modifikován tak, aby jeho odpor byl závislý na mechanickém namáhání. Na tuto destičku je pak pomocí difúze nanášeno několik vodivých cest, uspořádaných tak, aby vytvořili měřicí můstek. Samotný monokrystal je připevněn na nosný prvek, nejčastěji skleněnou destičku v kombinaci s kovovou podložkou ze speciální slitiny se shodnou teplotní roztažností, viz. Obr. 32.



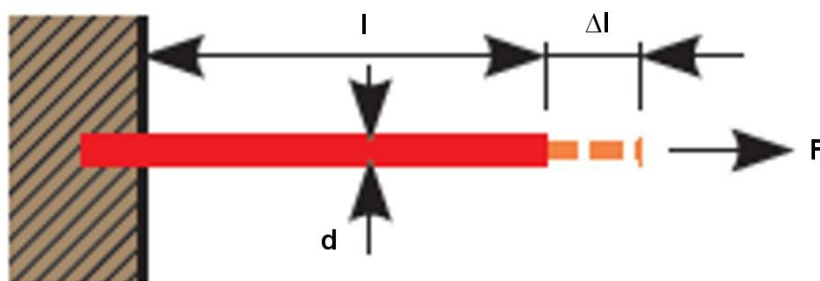
Obr. 32: Konstrukce piezorezistivních snímačů tlaku [21]

Tento typ snímačů poskytuje výborně použitelný signál, jsou časově velmi stabilní, rovněž

velmi malé a levné. Na druhou stranu jsou v této podobě čidla velmi citlivá na agresivní prostředí, proto se pro náročnější aplikace používá jejich zástavba do pouzdra s oddělovací membránou, která prostřednictvím nevodivé kapaliny (silikonový olej) přenáší působení vnějšího tlaku na čidlo.

2.3.2.2 Odporové tenzometry

Odporový tenzometr je senzor, u něhož se mění elektrický odpor při mechanickém namáhání v oblasti pružných deformací, tj. silami působícími v mezích platnosti Hookova zákona (zpravidla tlakem nebo tahem). Odporové tenzometry mohou být kovové nebo polovodičové. Při deformaci kovových vodičů se mění jejich geometrické rozměry, což vede ke změně jejich elektrického odporu. Princip je blíže znázorněn na Obr. 33. Tenzometry se nejvíce hodí pro měření časově proměnných tlaků, například pro měření deformace a napětí v prvcích náprav, měření plicního tlaku vzduchu, atmosférického tlaku, či diferenčních tlaků.



Obr. 33: K principu tenzometru [21]

Tlustovrstvý tenzometr je tvořen nanesením odporového materiálu ve formě pasty o tloušťce řádově 0,1mm, využitím metody sítotisku, na membránu tvořenou keramikou, nebo materiálem s podobnými vlastnostmi, včetně plastů. Pasta se posléze vytvrdí a na membráně se zhotoví pomocné obvody, případně jen kontakty pro jejich připojení. Druhá strana membrány je přístupná měřenému médiu.

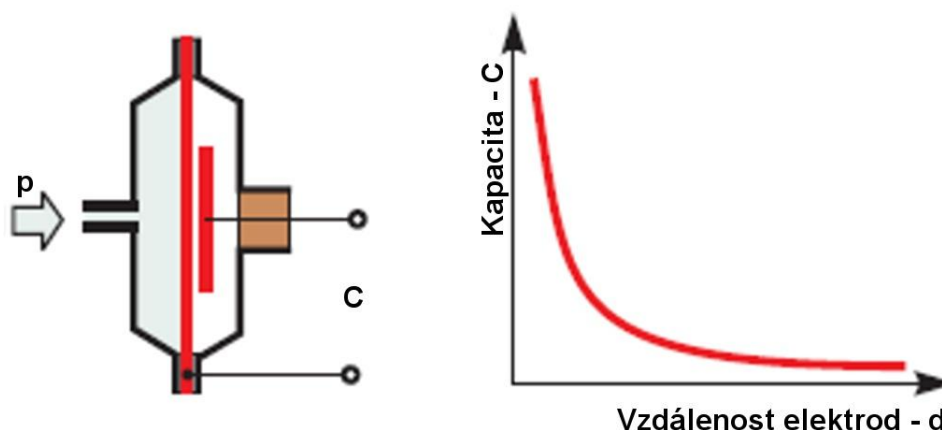
Tento typ tenzometrů je vyhovující pro naprostou většinu aplikací, kdy médiem zprostředkovávajícím měření tlaku je plyn. Vyznačuje se velmi nízkými výrobními náklady a tedy i nízkou cenou. Jistým faktorem, který negativně ovlivňuje použití tohoto snímače je nutnost perfektního utěsnění membrány v tělese snímače. Velikost membrány bývá zpravidla v řádech jednotek, maximálně desítek mm a těsnění musí eliminovat rozdílnost teplotních roztažností keramického a kovového materiálu. K utěsnění se většinou používá pryž, která však zdaleka nebývá časově stálá. Proto je použití tohoto typu snímačů omezeno pouze pro měření nižších tlaků.

Pro měření vyšších tlaků se používá varianta tenkovrstvých tenzometrů, které vznikají vakuovým napařením kovové vrstvy o tloušťce řádově 0,0001mm na obvykle keramickou izolační vrstvu, která je zhotovena na kovovém deformačním členu. Tento člen může být přímo součástí vstupního hrdla, případně s ním může být spojen vhodnou metodou, zpravidla nerozebíratelně, například svařením. Tím se toto řešení stává vhodným pro měření i velmi vysokých tlaků. Nevýhodou jsou naopak o něco vyšší výrobní náklady, jednoúčelovost čidla a nesourodst jednotlivých vrstev, ze kterých je tvořeno. Proto se pro některé aplikace lépe hodí

varianta snímačů s kovovým deformačním členem, na němž jsou na izolační vrstvě nalepeny kovové fóliové tenzometry.

2.3.2.3 Kapacitní snímače

Kapacitní snímače tlaku patří k historicky nejstarším konstrukcím snímačů tlaku. Principiálně jsou tato čidla velmi jednoduchá a jsou prakticky totožná s kondenzátorovým mikrofonom využívaným v akustice. Jedna z elektrod kondenzátoru je tvořena membránou, jejíž poloha se mění vlivem působícího tlaku a ovlivňující tak celkovou kapacitu kondenzátoru, jak je vidět z Obr. 34.



Obr. 34: Mechanické uspořádání kapacitního snímače tlaku a jeho charakteristika [21]

Z výše uvedené charakteristiky je zřejmé, že její průběh je nelineární. Jelikož se jedná o hyperbolickou závislost, změna kapacity a tedy i citlivost snímače bude nejvyšší při malých vzdálenostech.

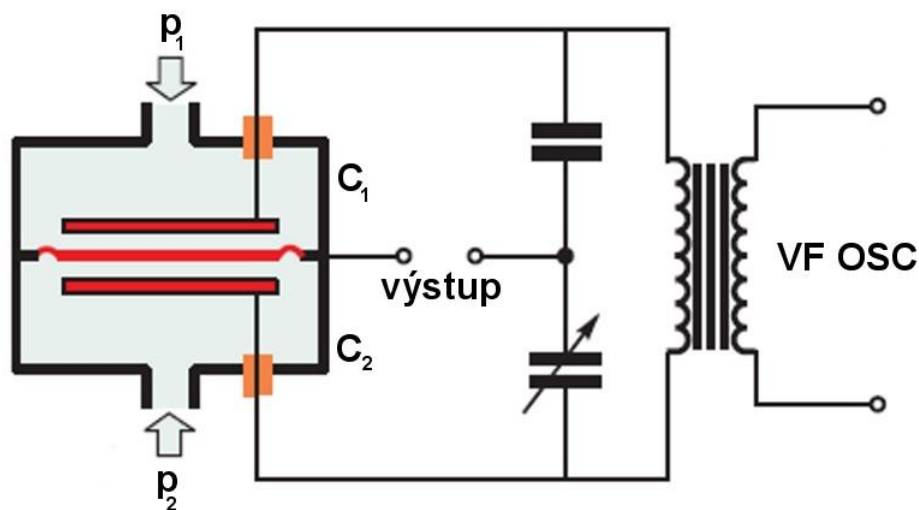
Stejně jako u termistorů je nutné čidlo doplnit o pomocné obvody, které zabezpečí linearizaci jeho charakteristiky a odpovídající převod na vhodnou výstupní veličinu. Tyto vyhodnocovací obvody převádějící změny kapacity na výstupní signál bývají doplněny obvody pro potlačení vlivů parazitních kapacit, které jsou způsobeny kapacitami kabelu, přívodů a stínícího krytu. Parazitní vliv kapacity přívodů je eliminován použitím hybridní nebo integrované elektroniky vestavěné ve snímači.

Díky své konstrukci se tento typ snímačů tlaku používá při měření rozdílu tlaků. Měřicí membrána pak tvoří pohyblivou střední elektrodu dvojice kondenzátorů, jak je zřejmé z Obr. 35.

Vnitřní prostor čidla bývá vyplněn inertní kapalinou (silikonovým olejem) a přivedený tlak proto musí měřicí membránu působit prostřednictvím oddělovacích membrán. Elektrody jsou vytvořeny vakuovým napařením kovové vrstvy na keramický substrát (Al_2O_3), který je vytvářen tak, aby změna kapacity vlivem pohybu membrán byla co největší. Tvar substrátu je rovněž volen tak, aby byl současně vytvořen mechanický doraz bránící plastické deformaci měřicí membrány při přetížení čidla.

Popsané uspořádání je náročné na výrobu a najdeme jej zejména v přesných a odolných převodnicích vyšší cenové kategorie. V posledních letech však tyto konstrukce prodělaly velký rozvoj a díky tomu pronikl kapacitní snímací systém i do snímačů střední a nižší cenové

kategorie, zejména v oblasti nižších tlaků. Pracovní rozsah kapacitních snímačů rozdílu tlaků se pohybuje v rozmezí 100Pa až 40MPa, statický tlak může dosáhnout až 40MPa.

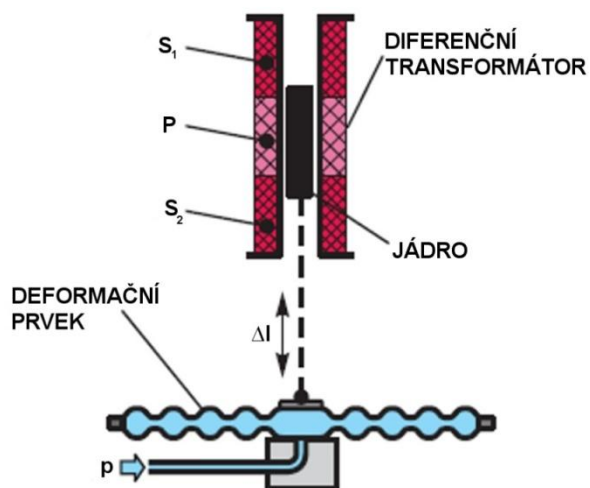


Obr. 35: Konstrukce kapacitního čidla pro měření rozdílu tlaků [21]

2.3.2.4 Indukční snímače

Uspořádání indukčního snímače je velmi podobné kapacitnímu snímači. Pevné snímací elektrody jsou však nahrazeny snímacími cívkami. Magnetický obvod je uzavřen přes jádro cívký a vzduchovou mezeru. Změna tlaku zprostředkovaná pomocí vhodného pružného členu vyvolá změnu polohy Δl feromagnetického jádra diferenčního transformátoru. Výsledkem je změna vzájemné indukčnosti mezi primárním a sekundárním vinutím transformátoru. Při napájení primární cívky P střídavým napětím je změna napětí na sekundárních vinutích S_1 a S_2 přímo úměrná Δl . Princip je znázorněn na Obr. 36.

Deformační prvek může být buď přímo zhotoven z feromagnetického materiálu a tvoří část magnetického obvodu, případně je ve své aktivní části opatřen kouskem feromagnetického materiálu, nebo pohybuje jádrem cívký pomocí táhla.



Obr. 36: Princip činnosti indukčního snímače tlaku [21]

Vzhledem ke konstrukci, která do značné míry využívá mechanického principu měření tlaku pomocí deformačního prvku, se tento typ snímačů používá, téměř výhradně, pro aplikace, které nevyžadují vysokou přesnost měření. Největší uplatnění nachází tento typ snímačů jako doplněk analogových deformačních tlakoměrů, viz. Obr. 37.



Obr. 37: Analogový deformační tlakoměr Klobold doplněný indukčním snímačem [21]

2.3.2.5 Piezoelektrické snímače

Dalším typem čidel pro snímání tlaku, využívající piezoelektrického jevu, jsou piezoelektrické snímače tlaku. Při působení mechanických deformací dochází u některých druhů krystalů k vyvolání elektrického náboje. Uvedené vlastnosti vykazují např. křemen, titaničitan barnatý, titaničitan olovnatý, Seignettova sůl. Obecně je lze rozdělit na krystalické, keramické a polymerové. V praxi se nejčastěji využívají vlastnosti SiO_2 a BaTiO_3 . Použití je omezené Courierovou teplotou, při níž dochází ke ztrátě piezoelektrických vlastností.

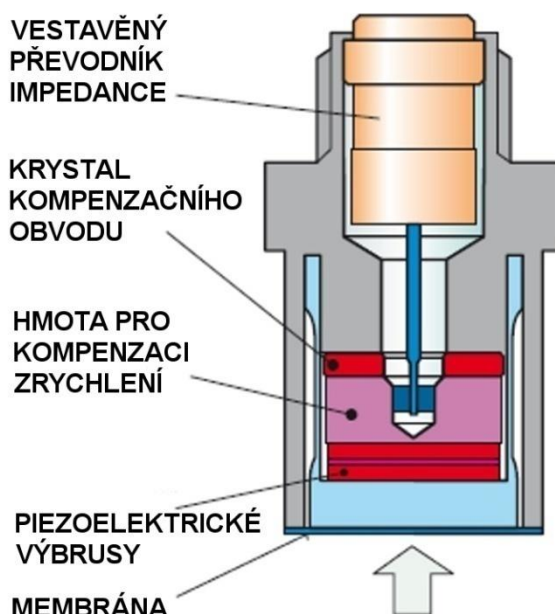
Tlaková síla F vyvolá deformaci piezoelektrického elementu, následkem přímého piezoelektrického jevu dochází k polarizaci elementu a vzniku piezoelektrického náboje q na elektrodách, jehož velikost je úměrná tlaku. Čidlo se tedy vlivem působení neelektrické veličiny chová jako generátor elektrického signálu. Přenos tlakové síly na krystal je zprostředkován membránou. Podmínkou dosažení lineární charakteristiky čidla je mechanické předpětí. Aby se vyloučilo smykové namáhání, musí být elektrody a rovina krystalu paralelní s přesností $10\mu\text{m}$ při nerovnosti povrchu menší než $1\mu\text{m}$. Takové vlastnosti lze zajistit pouze velmi dokonalými procedurami leštění povrchu. Případné nerovnosti by mohly vyvolat místní napětí vedoucí až k prasknutí křehkého výbrusu. Snímač je vybaven obvodem pro kompenzaci vlivu zrychlení, k čemuž se využívá přidaná hmota a piezoelektrický krystal s opačnou polarizací. Typické provedení konstrukce čidla je na Obr. 38.

Kryt, v němž je zabudován i zesilovač s velkým vstupním odporem, celý snímač také elektricky i magneticky stíní. Maximální horní mez měřicího rozsahu je těchto snímačů až 100MPa při teplotách až do 500°C .

K hlavním výhodám piezoelektrických snímačů tlaku patří široké frekvenční pásmo, vyznačují se malými rozměry. Jejich předností jsou však zejména jejich dynamické vlastnosti, které je předurčují pro měření dynamických tlakových dějů, např. tlakových pulzací ve spalovacích motorech.

Nevýhody piezoelektrických snímačů tlaku spočívají v teplotní závislosti, obtížnějším zpracování signálu. Nemohou rovněž měřit statický tlak, jelikož náboj vzniklý po přiložení

tlaku se vlivem nedokonalostí izolace vybíjí, takže napětí na elektrodách stále klesá. K připojení je také nutné použít speciálních kabelů, kvůli vysokohmovým vstupům zesilovačů.



Obr. 38: Vnitřní uspořádání piezoelektrického snímače tlaku [21]

Tato nevýhoda může být eliminována zástavbou impedančního převodníku, případně i v kombinaci s předzesilovačem do samotného tělesa snímače, ovšem za cenu snížení maximální hodnoty pracovní teploty.

2.3.2.6 Rezonanční snímače

V případě rezonančních snímačů tlaku se využívá známé závislosti vlastní frekvence kmitání rezonančního prvku na jeho mechanickém napětí. První rezonanční snímače tlaku pracovaly s kmitající strunou (Obr. 39). Jeden konec struny je přichycen k membráně, druhý k tělesu snímače. Kmitání struny je buzeno elektromagneticky. Struna délky l , hmotnosti m a napínaná silou F má rezonanční frekvenci f_0 , pro niž platí

$$f_0 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{F}{ml}}, \quad (5)$$

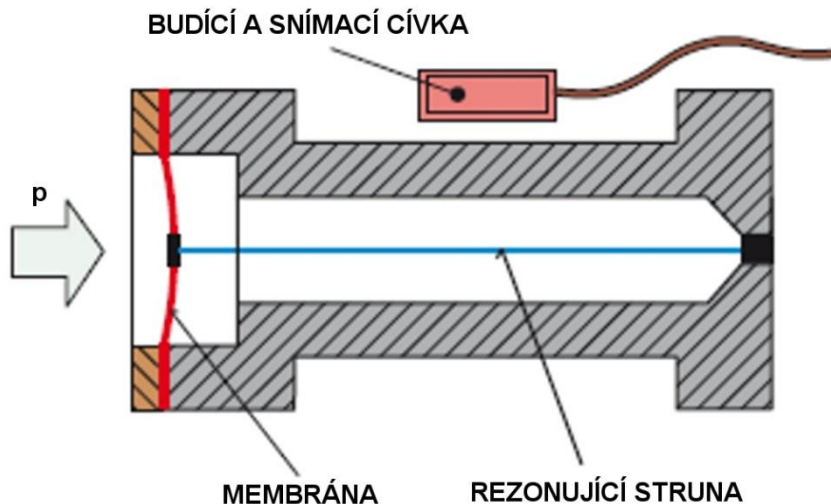
po vyjádření q , σ a E a následné úpravě je tvar následující:

$$f_0 = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{\sigma}{\rho}} \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{\epsilon E}{\rho}}. \quad (6)$$

Z tohoto vztahu je zřejmé, že vlastní frekvenci rezonátoru ovlivňují rozměr a tvar kmitajícího prvku, jeho měrná hmotnost, modul pružnosti materiálu, z něhož je vyroben, a mechanické napětí.

Detekovaná změna frekvence je nositelem informace o změně tlaku. Měřený tlak působí prostřednictvím membrány na rezonanční prvek, v tomto případě je to struna, ale může to být válec, membrána a v případě nejmodernějších typů snímačů se využívá miniaturní mikromechanický prvek. Buzení rezonátoru zabezpečuje obvykle magnet, nebo piezoelement. Mikromechanické snímače jsou buzeny elektrostaticky. Mechanický rezonátor je zapojen ve

zpětnovazební smyčce oscilátoru s elektronickým zesilovačem, takže kmitočet oscilátoru je určen působením tlaku na rezonanční prvek, ovlivňující tak pomocí změny mechanického napětí jeho vlastní frekvenci.



Obr. 39: Rezonanční snímač tlaku s kmitající strunou [21]

Výhody snímačů tlaku této konstrukce spočívají zejména v tom, že výstupní signál je v binární podobě i bez použití A/D převodníku. Vyznačují se vysokou přesností, časovou stabilitou, odolností proti rušení, spolehlivostí, a výbornou rozlišovací schopností.

Jak je zřejmé z konstrukce, jsou tyto snímače závislé na mechanických vlastnostech použitého rezonátoru. Ve většině případů lze tyto vlastnosti ovlivnit změnou pracovní teploty, což je samozřejmě nežádoucí. Tento vliv však lze snadno korigovat elektronickým zpracováním signálu. Pomocí těchto snímačů rovněž nelze snadno měřit diferenční tlak, mají horší dynamické vlastnosti projevující se delší dobou potřebnou k měření a jsou citlivé na vibrace. Jejich výroba je náročnější výroba, což se projevuje vyšší cenou. U některých konstrukcí je závislost rezonančního kmitočtu na tlaku nelineární.

Rezonanční snímače tlaku se používají k měření absolutního, relativního tlaku a tlakového rozdílu zejména v průmyslových aplikacích, ale i pro kalibrační účely a letecký průmysl (výškoměry).

2.3.3 Poloha

Snímače polohy se u automobilů používají zejména v oblasti motoru a podvozku, pro zjištění vzájemné polohy dvou součástí, případně akčních členů. Zejména u moderních automobilů ať už sériově vyráběných, nebo závodních speciálů je snaha co nejvíce eliminovat chyby řidiče pomocí elektronických systémů, proto je nutné každou akci, kterou řidič provede vyhodnocovat právě pomocí snímačů polohy. Jde zejména o měření polohy plynového pedálu, brzdového pedálu, škrtecí klapky, polohy volantu. Zjištění polohy se však nevyužívá jen v oblasti ovládacích prvků, ale i u prvků podvozku, zejména pak u tlumičů.

Snímače polohy lze podle principu měření rozdělit na odporové, indukční, kapacitní, optické a ultrazvukové. Podle typu pak rozlišujeme snímače rovinného posunutí a snímače úhlu

natočení. Pro rovinné posunutí je měřenou veličinou délka l_x v metrech, pro úhlové natočení úhel α_x v radiánech. Popisem principu jednotlivých typů snímačů polohy se budu zabývat v několika následujících odstavcích.

2.3.3.1 Odporové snímače

Odporové snímače polohy lze dále podle činnosti rozdělit na spojitě a nespojitě. Nespojitě umožňují pouze měření mezních hodnot polohy, zatímco spojitě umožňují měření každé hodnoty polohy v celém měřicím rozsahu.

Nespojitě snímače polohy pracují na jednoduchém principu spínání nebo rozpojování kontaktů. Změna odporu tedy není spojitá, ale hodnota odporu nabývá pouze 2 možných úrovní, nula a nekonečno. Nespojitě snímače polohy je možné podle požadavků na přesnost spínací úrovně rozlišit na koncové spínače, které slouží k hrubému snímání mezních poloh různých zařízení, a mikrosplínače, u nichž stačí k přeložení kontaktů i velmi nepatrná posunutí. Těchto snímačů se využívá pouze v omezených případech, kdy je potřebné co nejpřesněji znát, zda je ten který člen v krajní poloze. Využívá se zejména jako doplněk snímače polohy plynového pedálu. Výhodou je, že signál z tohoto snímače nemusí být zpracováván A/D převodníkem, neboť vyjadřuje pouze dva stavy.

Odporové snímače polohy se spojitou činností jsou v podstatě jen proměnlivé drátové rezistory, uspořádané tak, že měřená poloha nastavuje polohu jezdce a tím mění odpor snímače. Odporová vrstva je obvykle realizována vrstvou uhlíku, ale používají se i potenciometry s kovovou vrstvou, odporovým drátem nebo vodivým plastem. Odporová hmota bývá nanášena na vhodné podložce tvořené z plastu, tvrzeného papíru, nebo keramiky. U drátových potenciometrů bývá drát navinut na těleso vhodného tvaru. Pro měření rovinného posunutí se používají potenciometry lineární s odporovou dráhou tvaru přímky. Měření úhlového natočení pak vyžaduje odporovou dráhu ve tvaru kruhu, kruhové výseče, či spirály. Typickým příkladem provedení jsou snímače polohy na Obr. 40.



Obr. 40: Lineární a rotační snímač polohy McLaren Electronic Systems [7]

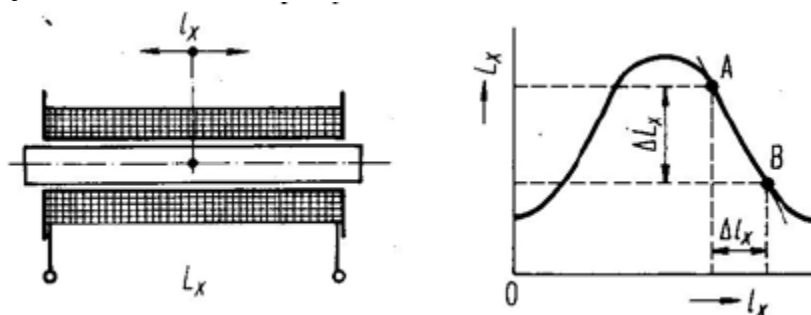
V ideálním případě má charakteristika těchto odporových snímačů tvar přímky procházející nulou. Vlivem chyb však dochází k některým nelinearitám, zejména vlivem vlastního odporu měřicího zařízení připojeného na výstup snímače. Snažíme se tedy o to, aby byl zatěžovací odpor co největší. Nelinearitu lze pro přesně známý odpor zatěžovacího rezistoru kompenzovat vhodným tvarováním průběhu odporu snímače. Jelikož jsou tyto snímače založeny na klasickém rezistoru, je jejich hodnota více či méně, podle použitého materiálu, závislá na teplotě. I tento negativní vliv se dá pomocí přídavných podpůrných prvků

eliminovat. Čidlo jako takové je většinou vyráběno v jednom celku s pomocnými obvody, vyžaduje napájení a výstupní veličinou je napětí v daném rozmezí odpovídající poloze.

2.3.3.2 Indukční snímače

Indukční snímače jsou bezkontaktní snímače polohy. Pracují na principu změny indukčnosti tlumivky změnou magnetické vodivosti magnetického obvodu. Měníme-li vodivost magnetického obvodu, mění se indukčnost tlumivky, aniž bychom museli měnit počet závitů. Indukční snímače lze dále rozlišit na snímače s otevřeným a uzavřeným magnetickým obvodem.

Indukční snímač s otevřeným magnetickým obvodem je tvořen vzduchovou cívkou, do které se zasouvá magneticky vodivé jádro, a tím se mění permeabilita dutiny cívky. Původně malá vodivost magnetického obvodu se zvětšuje. Princip indukčního snímače polohy včetně jeho charakteristiky je na Obr. 41.



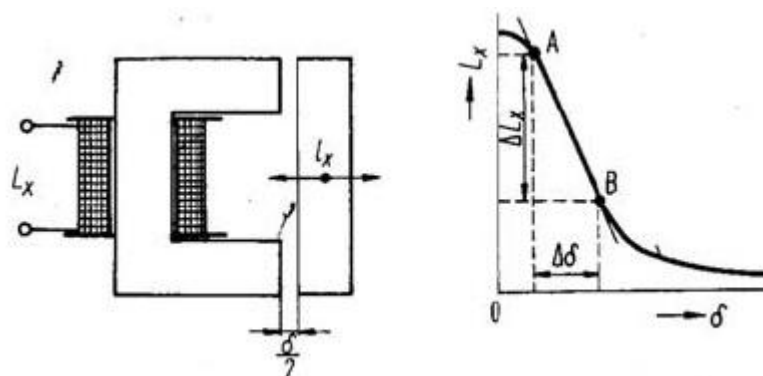
Obr. 41: Indukční snímač polohy s otevřeným magnetickým obvodem [21]

Měřená poloha ovládá polohu jádra v cívce, a tím mění její indukčnost v rozsahu od L_{min} do L_{max} . Průběh charakteristiky na Obr. 41 ukazuje, že indukčnost se mění nelineárně. Pracovní rozsah proto obvykle volíme v lineární části charakteristiky, která tvoří přibližně jednu čtvrtinu délky l cívky. Rozsah měřené polohy je, stejně jako u odporových snímačů, určen konstrukční délkou cívky. Indukční snímače polohy s otevřeným magnetickým obvodem se obvykle používají pro měření délek do 100 mm. Větší měřené délky se zmenšují převodem.

Indukční snímač s uzavřeným magnetickým obvodem je tvořen tlumivkou s uzavřeným magnetickým jádrem a vodivost magnetického obvodu se mění změnou vzduchové mezery. Protože magnetická vodivost feromagnetického materiálu je v porovnání s magnetickou vodivostí vzduchu v magnetickém obvodu výrazně větší, zařazením vzduchové mezery do magnetického obvodu se rychle zvětší magnetický odpor snímače. Magnetický odpor železa je pak zanedbatelný a indukčnost snímače je dána především magnetickou vodivostí vzduchové mezery.

Princip indukčního snímače s uzavřeným magnetickým obvodem, včetně jeho charakteristiky, je na Obr. 42. Měřená poloha pohybuje pohyblivou částí (kotvou) magnetického obvodu, čímž se mění vzduchová mezera δ . Při nulové vzduchové mezeře je indukčnost snímače maximální, se zvětšováním vzduchové mezery se indukčnost zmenšuje.

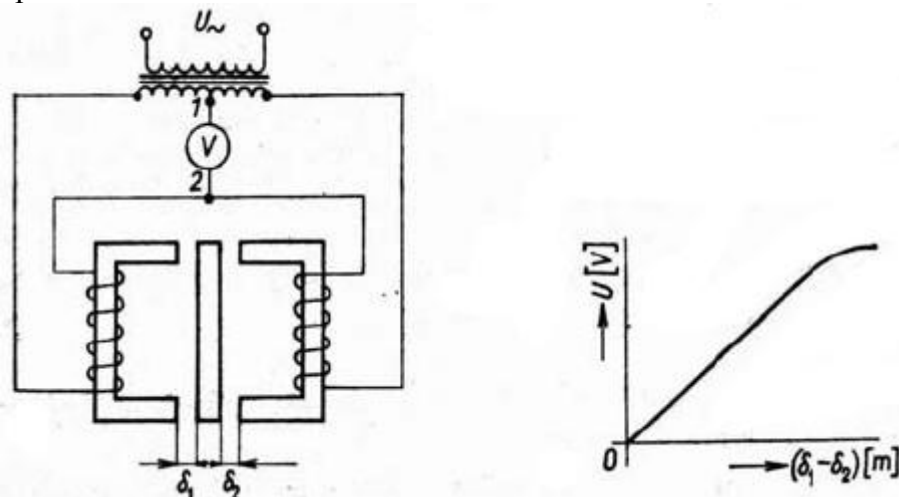
Průběh změny indukčnosti je opět nelineární (Obr. 42). Pracovní rozsah volíme v lineární části statické charakteristiky. Indukční snímač s uzavřeným magnetickým obvodem je velmi citlivý, rozsah změny vzduchové mezery bývá do 1 mm.



Obr. 42: Indukční snímač polohy s uzavřeným magnetickým obvodem [21]

Zlepšení citlivosti a zvýšení přesnosti indukčních snímačů se dosahuje pomocí diferenciálního indukčního snímače polohy. Ten tvoří dvojice jednoduchých snímačů (s otevřeným nebo uzavřeným magnetickým obvodem) uspořádaná tak, že pracují proti sobě. Jestliže se při změně měřené polohy indukčnost jednoho snímače zvětší, indukčnost druhého snímače se zmenší, a naopak. Princip diferenciálního indukčního snímače s uzavřeným magnetickým obvodem je na Obr. 43.

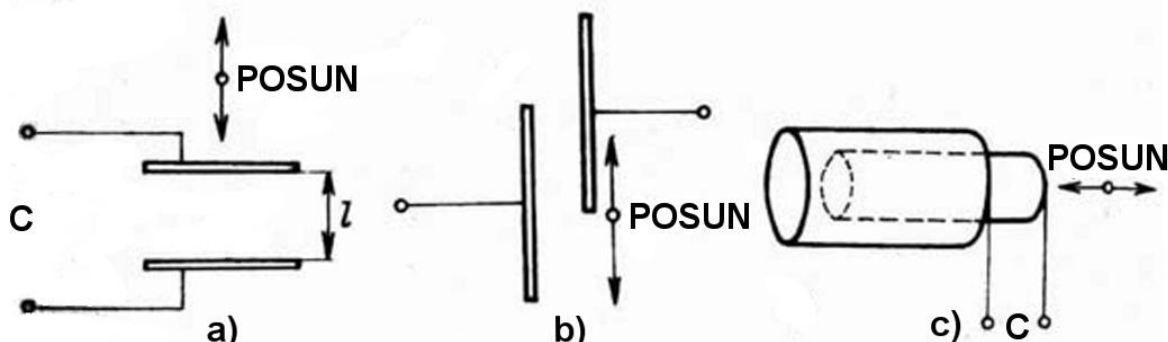
Jak je zřejmé z charakteristiky na Obr. 43, závislost napětí na poloze jádra magnetického obvodu je v tomto případě téměř ideální. Ve spojení s velmi dobrou rozlišovací schopností a skutečností, že jde o bezkontaktní měření, které samo o sobě nemůže v žádném případě ovlivnit polohu měřeného objektu, jde o velmi dobrou volbu pro měření malých změn polohy. Stejně jako odporová čidla polohy, jsou i tyto snímače vyráběny v jednom celku se všemi pomocnými obvody, vyžaduje napájení a výstupní veličinou je napětí v daném rozmezí odpovídající poloze.



Obr. 43 Diferenciální indukční snímač s uzavřeným magnetickým obvodem [21]

2.3.3.3 Kapacitní snímače

Pro měření polohy můžeme také využít kapacitní snímače, které pracují na principu kondenzátorů s proměnnou kapacitou. Při konstrukci kapacitních snímačů můžeme využívat změny účinné plochy elektrod, změny jejich vzdálenosti nebo změny dielektrika. Různé možnosti realizace kapacitního snímače jsou na Obr. 44.



Obr. 44: Kapacitní čidla polohy [21]

Kapacitní snímač se změnou vzdálenosti elektrod je znázorněn na Obr. 44 a). Tento typ snímače je vhodný pro měření malých posunutí, okolo 1mm, neboť průběh kapacity je nelineární. Možnosti realizace kapacitních snímačů se změnou plochy jsou uvedeny na Obr. 44 b) a c).

Další možností realizace tohoto typu kapacitního snímače polohy je otočný kondenzátor, který je vhodný pro měření úhlu natočení. Jeho provedení se velmi podobá rotačnímu potenciometru.

Posledním způsobem měření polohy změnou kapacity je změna kapacity kondenzátoru vyvolaná změnou dielektrika. Tohoto jevu se s výhodou používá při měření hladin provozních kapalin. Právě ty pak tvoří dielektrikum mezi deskami kondenzátoru, takže změna hladiny v tomto případě způsobí změnu kapacity kondenzátoru. Provedení takového snímače je na Obr. 45.



Obr. 45: Kapacitní snímač hladiny provozních kapalin (McLaren Electronic Systems) [7]

Výhodou kapacitních snímačů je jejich konstrukční jednoduchost a možnost snadné úpravy pro daný účel. Nevýhodou bývá poměrně nesnadné stanovení změn kapacity, vyžadující pomoc citlivých podpůrných měřicích obvodů

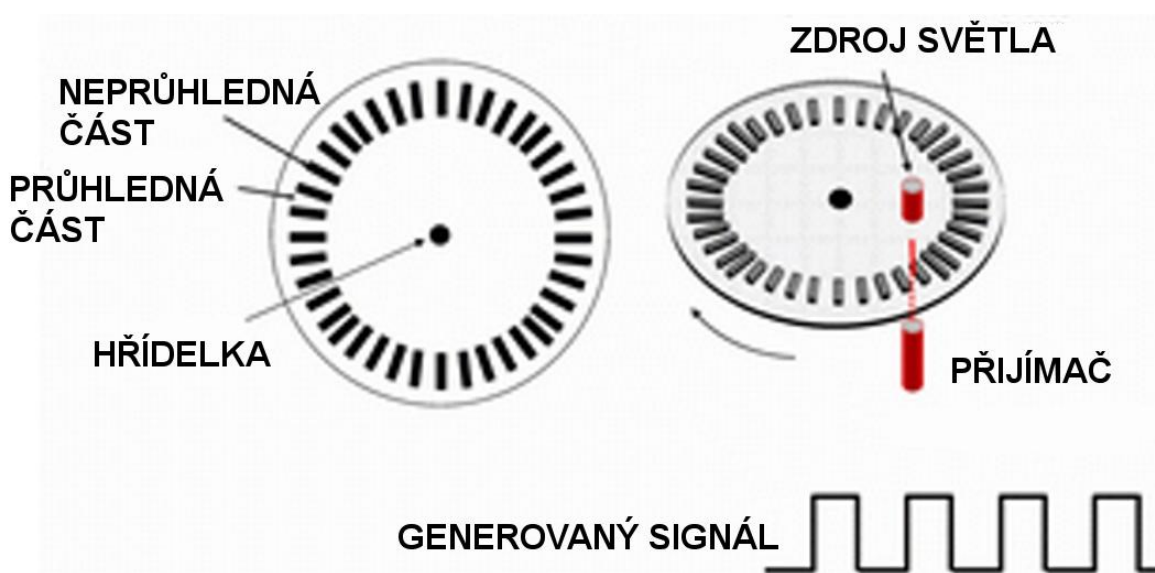
2.3.3.4 Optické snímače

Optické snímače polohy lze podle způsobu měření rozdělit na dvě hlavní skupiny. První skupinou jsou inkrementační optické snímače polohy a druhou skupinou jsou absolutní optické snímače polohy. Rozdíl mezi nimi je zřejmý už z jejich názvu.

Inkrementační snímač polohy neurčuje absolutní hodnotu polohy, ale získává ji postupným přičítáním, nebo odečítáním známé hodnoty jednoho kroku. Na stejném principu byla založena funkce počítačové myši. Velmi zjednodušeně se dá říct, že inkrementační optický snímač polohy je elektromechanický převodník, který převádí přímočarý, nebo rotační pohyb na sekvence elektrických digitálních impulsů. Celý systém tvoří několik částí:

- optická dráha s posloupností opticky průhledných a neprůhledných otvorů nebo odrazných a neodrazných plošek
- optický vysílač, nejčastěji LED dioda emitující světlo ve viditelném nebo infračerveném spektru
- optický přijímač (fototranzistor, fotodioda)
- optika pro zaostření optického paprsku (nebývá nezbytně nutná)

Princip funkce je zhruba následující (Obr. 46). K optické dráze je suvně připevněna soustava optického vysílače z jedné strany a přijímače z druhé. Pohybem optické soustavy po optické dráze dochází k periodickému střídání průhledných a neprůhledných polí, které způsobí přerušovaný dopad světla z vysílače do přijímače. Takto vyvolané světelné impulzy převádí optický přijímač na elektrické impulzy v podobě obdélníkového signálu.



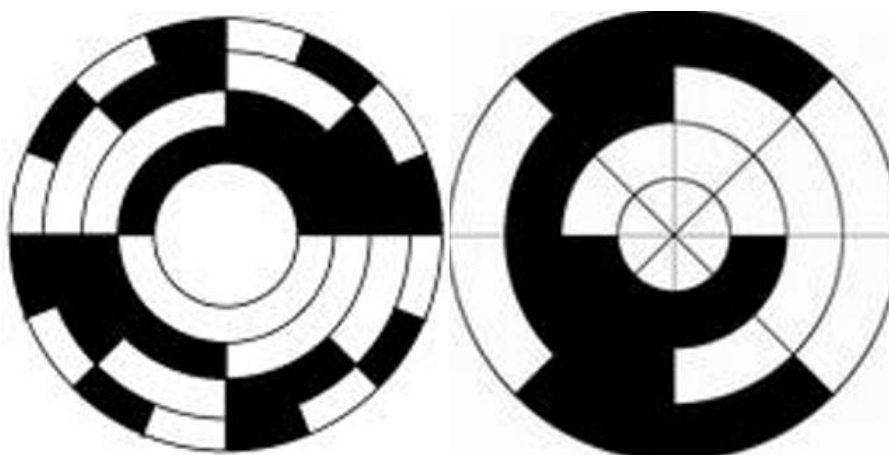
Obr. 46: K principu inkrementačního optického snímače polohy [11]

Aby bylo u snímače zajištěno generování obdélníkových impulsů bez rušení, musí být elektrický signál zesílen a elektronicky zpracován. Pro zlepšení kvality a stability výstupních

signálů se může snímat v diferenciálním režimu, kdy se porovnávají dva téměř totožné signály s opačnou fází (tj. fázový rozdíl 180 elektrických stupňů). Snímání rozdílu dvou signálů odstraňuje souhlasné rušení, protože stejné signály libovolného tvaru se vždy překryjí.

Inkrementační měření polohy je sice velmi jednoduše realizovatelné a velmi spolehlivé, na druhou stranu má však i několik nevýhod, z nichž nejdůležitější je to, že celý systém se neobejde bez podpůrného obvodu převádějící impulsy ze snímače na absolutní hodnotu. Tento obvod bývá většinou tvořen jednoduchým čítačem. Pokud však nejsou hodnoty zálohovány a dojde k výpadku napájecího napětí, je nutné před uvedením snímače do provozu zabezpečit jeho přesun do některé z krajních poloh. V opačném případě by došlo k chybnému vyhodnocení.

Absolutní optický snímač polohy je oproti inkrementálnímu snímači mnohem složitější, avšak všechny jeho uvedené výhody odstraňuje. Pro určení polohy mu stačí jediné měření. Systém totiž obsahuje ne jeden, ale hned několik optických snímačů. Optická dráha je pak rozdělena vhodnou kombinací průhledných a neprůhledných částí tak, že každé části této dráhy odpovídá jedinečný optický kód. Ukázka dvou způsobů kódování umožňující stanovit úhel natočení s přesností $\pm 22,5^\circ$ je na Obr. 47.



Obr. 47: Provedení optické dráhy pro standardní (vlevo) a Grayův kód [11]

Je zřejmé, že čím přesněji chci stanovit polohu pomocí této metody, tím více kanálů je nutné použít. Z Obr. 47 však vyplývá, že tento problém lze do určité míry omezit, nikoliv však eliminovat, použitým způsobem kódování.

Výhodou těchto snímačů je tedy jejich relativní jednoduchost, která se však s požadavkem na vyšší rozlišovací schopnost postupně vytrácí. Lze jen konstatovat, že inkrementační snímač bývá v praxi používanější, neboť i při zvýšení přesnosti jeho složitost nenarůstá.

Pro absolutní měření polohy lze však využít i jiné optické metody. Jde o laserový snímač polohy, pracující na principu měření doby průběhu světla. Z vysílače světla je vyslán světelný impuls směrem k objektu, jehož vzdálenost od vysílače je měřena. Po odrazu od objektu se světelný impuls vrací zpět k vysílači. Doba od vyslání světelného impulsu z vysílače do přijetí odraženého světelného impulsu je přímo úměrná vzdálenosti/poloze. Vztah mezi naměřenou dobou a vzdáleností je lineární, neboť rychlost světla je konstantní.

Přesnost těchto snímačů je ovlivněna pouze přesností použitého systému pro měření času. Zpravidla bývá velmi vysoká, stejně jako pořizovací cena těchto snímačů, která odpovídá náročnosti výroby. Rovněž rozsah tohoto typu snímače je pro naše potřeby více než dostačující a je zpravidla omezen pouze výkonem použitého zdroje laserového paprsku. Kromě toho je nutné zdůraznit, že jde o bezkontaktní měření, které zpravidla nevyžaduje ani speciální úpravu cílového povrchu. Na druhou stranu je prakticky nemožné použít tento typ snímače pro měření polohy/vzdálenosti na jiné než přímkové trajektorii. Již z principu tohoto snímače je zřejmé, že pro svoji činnost vyžaduje velmi sofistikované podpůrné obvody, které jsou s ním zpravidla integrovány do jednoho společného celku. Typické provedení takového laserového snímače polohy je na Obr. 48.

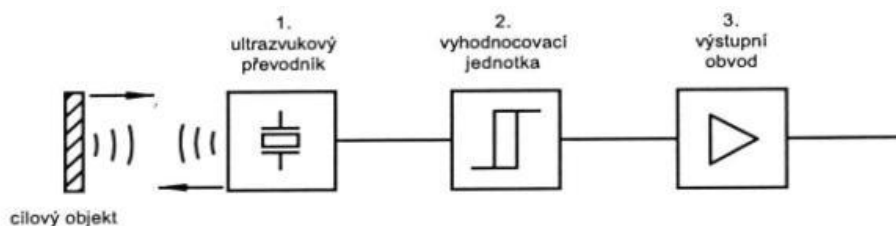


Obr. 48: Laserový snímač polohy (McLaren Electronic Systems) [7]

Většina čidel tohoto typu obsahuje i standardizované komunikační rozhraní, s jehož pomocí je možné čidlo kalibrovat. Vzhledem k uvedeným výhodám je zřejmé, že tento typ snímače se nejlépe hodí pro velmi přesné a rychlé měření polohy/vzdálenosti, jejíž rozsah není předem přesně definován a který vyžaduje bezkontaktní metodu měření. Z těchto důvodů se tedy nejčastěji používá pro měření světlé výšky vozidla.

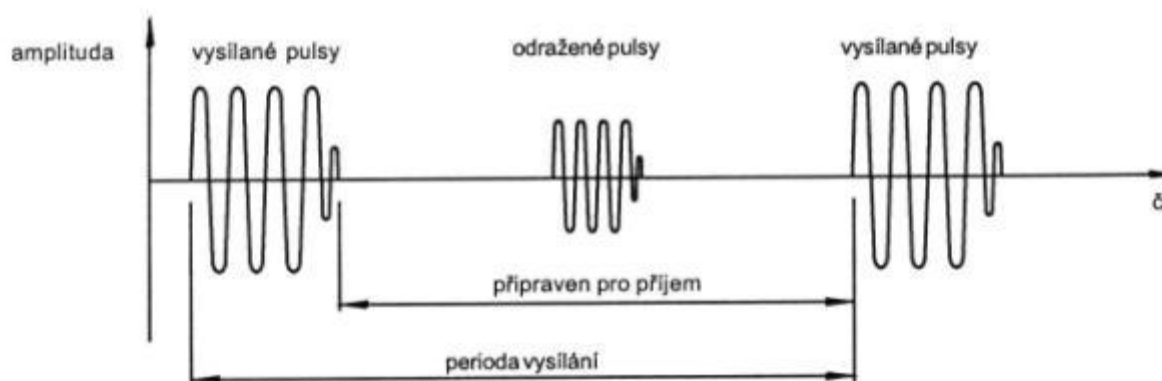
2.3.3.5 Ultrazvukové snímače

Ultrazvukové snímače pracují na obdobném principu, jako absolutní optické-laserové snímače polohy. Ultrazvukové snímače používají pro detekci objektu ultrazvukových pulzů, které mají oproti laseru poněkud delší vlnovou délku. Blokové schéma ultrazvukového snímače polohy je na Obr. 49.



Obr. 49: K principu ultrazvukového snímače polohy [21]

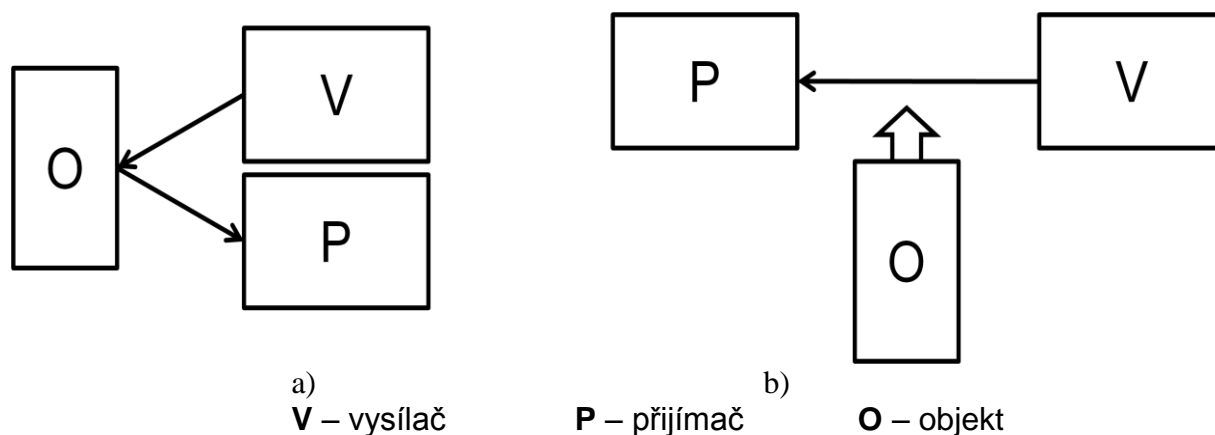
Ultrazvukový převodník (kombinovaný vysílač/přijímač) vyšle krátký zvukový puls, následně se přepne do přijímacího režimu a vyhodnocuje přijatý ultrazvukový puls (Obr. 50). Nejprve je nutné zjistit, zda jde opravdu o odraz, neboli „echo“ vyslaného signálu. Na základě délky intervalu vyslaný puls-echo je odvozena vzdálenost snímače od cíle.



Obr. 50: Průběh signálů puls-echo na časové ose [21]

Podle konstrukce vysílače a přijímače lze ultrazvukové snímače rozdělit na tzv. jednohlavové a dvouhlavové systémy. Princip jednohlavňových systémů byl již popsán v úvodu. Jde o to, že přijímací i vysílací část je tvořena jedním kombinovaným systémem vysílače a přijímače.

Na základě předchozí věty je již zřejmé, že dvouhlavové systémy jsou tvořeny dvěma oddělenými systémy, z nichž jeden je určen pouze k vysílání a druhý k příjmu ultrazvukových pulzů. Tyto systémy lze dále rozdělit na snímače pro přímou detekci, jako jsou na Obr. 51 a) a snímače s průchozím paprskem vyobrazené na Obr. 51 b). Tento systém vykazuje velmi podobné výhody a nevýhody, jako systém optický-laserový. Pro vyhodnocení je rovněž nutné použít složité vyhodnocovací obvody, jejichž přesnost přímo ovlivňuje přesnost celého systému. Stejně jako laserový systém i tento má své limity a omezení. Ta spočívají především v materiálech předmětů, které podrobujeme detekci. Ultrazvukem lze detekovat přítomnost všech tuhých a kapalných látek a sypkých materiálů, jako písek, štěrka a kamení. Tvar a barva odrazné plochy jsou libovolné. Detekované předměty mohou mít rovněž válcový, vypouklý či vydutý tvar. Naopak nelze detekovat předměty z materiálů se špatnou odrazivostí zvuku, jako je pěnová guma, vysoká vrstva pěny na hladině kapaliny, jemná bavlna, vata apod.



Obr. 51: Dvouhlavové ultrazvukové systémy

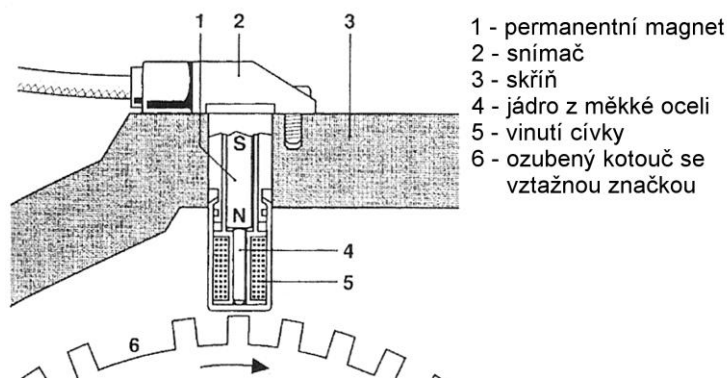
2.3.4. Otáčky

Měření otáček je v oblasti automobilů právem věnována maximální pozornost, neboť otáčky motoru, potažmo kol jsou jedním z nejdůležitějších a nejsledovanějších parametrů v těchto aplikacích. Celý systém řízení motoru a jeho správná činnost je odvozena od správné funkce snímače otáček klikové a vačkové hřídele. Elektronické podpůrné systémy, jako je ABS či ESP zase potřebují pro svoji činnost znát hodnotu otáček jednotlivých kol.

K měření otáček lze využít několik různých typů snímačů, které lze podle principu měření rozdělit do několika skupin. Jsou to snímače indukční, Hallovy snímače a optické snímače. Každý typ snímače se svými charakteristickými vlastnostmi hodí pro různé aplikace. Popisem principu jednotlivých typů snímačů otáček je věnováno několik následujících odstavců.

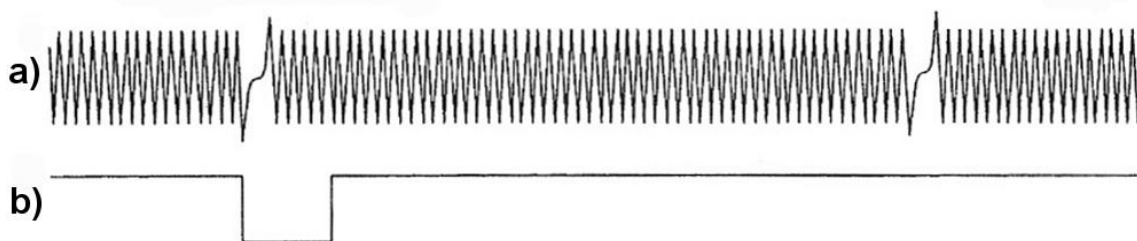
2.3.4.1 Indukční snímače

Indukční snímače otáček jsou impulsové snímače založené na principu magnetické indukce. Jsou tvořeny otevřeným magnetickým obvodem s cívkou a vinutím, jehož součástí je kotouč s feromagnetického materiálu, sloužící jako jádro magnetického obvodu. Je obvykle vhodně tvarován a připevněn ke zkoumanému objektu tak, aby se otáčky objektu a kotouče shodovaly. Ve většině případů se vhodně uplatňuje ozubené kolo na konci hřídele (Obr. 52).



Obr. 52: K principu činnosti indukčního snímače otáček (BOSCH) [1]

Při otáčení se periodickým střídáním zubů a zubových mezer mění magnetický tok obvodu, ve vinutí cívky se indukuje střídavé napětí a magnetický obvod se stává indukčním zdrojem elektrických impulsů, jejichž počet je přímo úměrný měřeným otáčkám. Typický průběh výstupního napětí z indukčního snímače otáček je na Obr. 53 a) porovnaný s výstupním signálem z Hallova snímače použitým pro zjištění otáček vačkové hřídele na Obr. 53 b). Se zvyšujícími se otáčkami však neroste pouze počet impulsů, ale i jejich amplituda, neboť její velikost ovlivňuje rychlost změny magnetického toku.



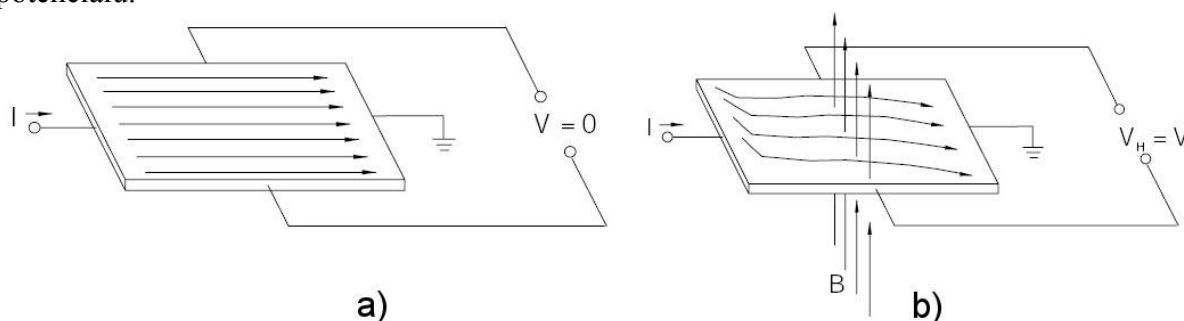
Obr. 53: Výstupní signály z indukčního a Hallova snímače otáček [1]

V aplikacích pro snímání otáček klikového hřídele je ve většině případů snímač otáček využíván i pro zjištění polohy HÚ prvního válce. Je tomu tak díky cíleně umístěné dvojnásobné zubové mezeře. Když je odstup hran pravoúhlého signálu více než dvakrát větší než předchozí a následný, je rozpoznána zubová mezera, která je definována jako přesná poloha HÚ prvního válce.

Výhodou tohoto typu snímačů je jejich jednoduchá konstrukce, široká škála typů a provedení, velký měřicí rozsah, cena a v neposlední řadě i jejich bezkontaktní provedení. Snímač tedy nezatěžuje měřené zařízení a umožňuje měření otáček i na velmi špatně přístupných místech.

2.3.4.2 Hallový snímač

Funkce Hallových snímačů otáček je založena na principu Hallova jevu. Hallův prvek je tvořený pravoúhlou kostkou z polovodiče, opatřenou dvěma páry kontaktů. Připojíme-li elektrické napětí na jeden pár protilehlých kontaktů, vybudíme mezi nimi ustálený tok elektronů, tedy elektrický proud I , viz. Obr. 54 a). Pokud umístíme Hallův snímač do magnetického pole B , jsou elektrony vychylovány kolmo ke směru průtoku proudu I i ke směru magnetického pole B (Obr. 54 b)). To způsobí v jedné části snímače přebytek a ve druhé nedostatek elektronů, což vede k vytvoření tzv. Hallova napětí V_H vlivem rozdílu potenciálů.



Obr. 54: Hallův jev [11]

Podobně jako indukční snímače, i Hallův snímač potřebuje ke své činnosti vhodně tvarovaný magnetický obvod, který je většinou tvořen určitou formou magnetické clonky na hřídeli, která vytváří vhodně tvarované magnetické pole vyhodnocované Hallovým snímačem.



Obr. 55: Provedení Hallova snímače otáček (McLaren Electronic Systems) [7]

Oproti indukčnímu snímači otáček má Hallův snímač menší rozlišovací schopnost. Není však citlivý na rychlost změny magnetického pole a proto výstupní signál s rostoucími otáčkami nemění svoji amplitudu. Přesto jsou nedílnou součástí snímače jednoduché obvody pro úpravu výstupního signálu. Jeho typický průběh v aplikaci při snímání natočení vačkové hřídele je na Obr. 53 b). Právě tato aplikace, spolu se snímáním otáček kol jsou typickým určením tohoto jednoduchého snímače. Typická ukázka praktické realizace tohoto typu snímače je na Obr. 55.

2.3.4.3 Optické snímače

Princip činnosti optických snímačů otáček je prakticky totožný s inkrementálními optickými snímači polohy, které jsou popisovány v kapitole 2.3.3.4 této práce. Jediný rozdíl je v tom, že v těchto aplikacích většinou není podstatný celkový počet změn stavu výstupního napětí, ale jeho četnost za jednotku času. Tato metoda snímání otáček má v naší oblasti použití jednu drobnou nevýhodu, její správná funkce je totiž závislá na čistotě optického vysílače i přijímače, kterou lze zaručit pouze v určitých podmínkách.

2.3.5 Zrychlení

Měření a záznam hodnot zrychlení a stáčivé rychlosti je v oblasti motorových vozidel nutné za účelem zjišťování chování vozidla v závislosti na nastavených parametrech podvozku měření sil vytvořených akcelerací, brzděním či při průjezdu zatáčkou. Snímače zrychlení se však s rozvojem elektronických systémů řízení podvozku a systému pasivní bezpečnosti stávají běžnou součástí prakticky každého sériového vozu vybaveného systémem ESP, či airbagy.

Pro zjištění hodnot zrychlení a stáčivé rychlosti lze použít několik různých typů snímačů, které se od sebe liší principem měření dané veličiny. Podle toho je rozdělujeme na tenzometrické, piezoelektrické, indukčnostní a kapacitní. Všechny tyto snímače však různými metodami sledují setrvačnou sílu. Každý snímač totiž obsahuje pružně uloženou hmotu o známé hmotnosti, jejíž pohyb závislý na silové působení se pomocí některého z výše uvedených principů snímá. Výstupem je, stejně jako u všech ostatních snímačů, proměnná velikost napětí.



Obr. 56: Snímače zrychlení McLaren Electronic Systems [7]

Vliv vibrací na hodnotu měřené veličiny se eliminuje pomocí pružného uložení snímačů. Senzory zrychlení se vyrábějí buď v jednoduchém, nebo kombinovaném provedení, kdy snímají zrychlení ve více osách, nebo jsou kombinovány se snímači stáčivé rychlosti. Všechny snímače zrychlení je nutné montovat co nejbližně těžiště automobilu, aby nebyly měřené údaje ovlivněny chybami. Typické provedení snímače zrychlení je na Obr. 56.

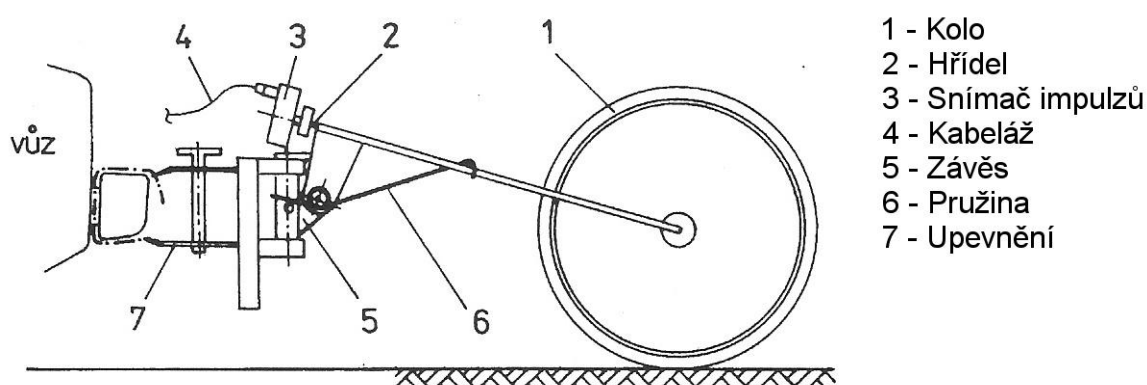
Při výrobě těchto snímačů se uplatňuje technologie společné integrace mechanických a elektrických struktur, zkráceně nazývaná MEMS (z angl. Micro Electro-Mechanical Systems). Tato technologie integraci mechanických elementů, senzorů, akčních členů, řídicí a vyhodnocovací elektroniky na jeden křemíkový substrát prostřednictvím různých výrobních technologií. Elektronické prvky jsou zde tvořeny technologiemi typu CMOS, Bipolar nebo BiCMOS, zatímco mikromechanické části jsou zhotovovány prostřednictvím technologií selektivního leptání, případně implementací dalších vrstev.

2.3.6 Rychlost

Měření rychlosti vozidla je možné provést několika způsoby. V zásadě můžeme volit mezi dvěma v současnosti hojně používaných systémů. První, kontaktní metodou je měření rychlosti pomocí vlečeného kola, druhou pak měření rychlosti pomocí optických systémů.

2.3.6.1 Systém s vlečeným kolem

Metoda měření rychlosti s využitím vlečeného kola je principiálně velice jednoduchá. Měřením otáček vlečeného kola pomocí např. indukčního snímače otáček a ze známého rozměru kola lze jednoduše vypočítat rychlost. Jako vlečené kolo se ve většině případů používá upravené jízdní kolo, o rozměru 28" upevněné nejčastěji k zadní části vozidla, jako na Obr. 57. Dynamický poloměr tohoto kola se totiž v závislosti na rychlosti jízdy prakticky nemění.



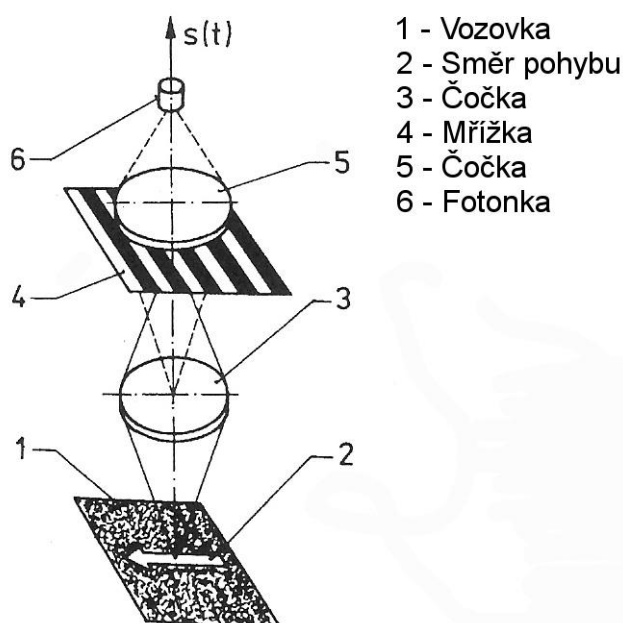
Obr. 57: Systém měření rychlosti pomocí vlečeného kola [1]

Výsledky získané touto metodou jsou o mnoho přesnější, nežli při měření rychlosti otáček kol vlastního vozidla. Bohužel, přesnost této metody je velmi závislá na vlastnostech závěsu, který určuje přítlačnou sílu kola k povrchu tak, aby nedocházelo k jeho proklouzávání, či odskakování při přejezdu nerovností, zvláště pak při vysokých rychlostech. Rozměry a problematika upevnění vlečeného kola rovněž značně omezují možnosti použití této metody.

2.3.6.2 Optické systémy

Nejlepších výsledků při měření rychlosti se dosahuje použitím optických systémů Correvit firmy Corrsys-Datron. Tyto systémy pracují na principu optické korelace.

Na měřený povrch, kterým bývá ve většině případů vozovka, se vysílá dvojice paprsků vysoce intenzivního zdroje světla, které tento testovací povrch osvětlují. Systém čočky produkuje obraz měřeného objektu a soustředí ho do roviny mřížky, kde je opticky rozpoznán senzorem. Pohyb senzoru nebo měřeného povrchu způsobí pohyb struktury bodů na mřížce. Princip celého systému je znázorněn na Obr. 58.



Obr. 58: K principu optického snímače rychlosti [1]

Zdroj světla je nutné u těchto systémů použít vždy, jinak by výsledky měření byly značně odvislé od intenzity okolního osvětlení. Paprsek světla produkuje projektorová lampa s rozsáhlou šířkou vlnové délky. Maximální citlivost optického přijímače leží poblíž infračerveného rozsahu. Tato skutečnost dovoluje použití standardního halogenového osvětlení. Tento druh světla má nižší výkonnost vztahující se k viditelnému rozsahu než části infračervených paprsků, což je lépe použitelné.

Použitelný rychlostní rozsah tohoto systému je od 0,5 km/h až do 250km/h, u volitelné závodní verze je horní hranice měřené rychlosti až 400km/h. Vyznačuje se rovněž velmi vysoká přesností, chyba měření je menší než 0,1% (0,1° v úhlovém rozlišení), což je dáno jemnou optickou mřížkou a kvalitním zpracováním digitálního signálu. Optický senzor Correvit je vhodný pro měření jak podélné, tak i příčné dynamiky vozidel. Sběr dat probíhá velmi rychle díky vysoké frekvenci vzorkování. Velkou výhodou je možnost jeho montáže prakticky na jakémkoliv vozidlo a možnost měření na jakémkoliv povrchu.

2.4 Specifikace současných jednotek pro sběr dat

Na několika předchozích stranách jsem charakterizoval obvyklé části měřicího řetězce, které budu v návrhové části blíže specifikovat. Pro optimalizaci návrhu je vhodné zohlednit i konstrukci a specifikace v současnosti používaných jednotek sloužících ke stejnému, nebo podobnému účelu. V následující části se pokusím definovat a porovnat některé důležité parametry, ze kterých budu při svém návrhu vycházet.

2.4.1 McLaren Electronic Systems MCU-300DA

První jednotkou pro záznam dat je Data Logging Unit MCU-300DA (Obr. 59) firmy McLaren Electronic Systems. Svými parametry je tato jednotka pro sběr dat určena pro aplikaci ve vrcholovém motorsportu. Je kompatibilní se všemi systémy telemetrie firmy. Je dodávána se speciálním softwarem umožňujícím její konfiguraci a snímaná data se ukládají ve formátu pro analýzu pomocí softwaru ATLAS.



Obr. 59: Data Logging Unit MCU-300DA (McLaren Electronic Systems) [7]

Jedná se o velmi univerzální jednotku s širokou paletou vstupů pokrývajících většinu běžných aplikací. Nabízí 9 přímých digitálních vstupů a 43 přímých analogových vstupů, z nichž některé jsou optimalizovány pro určité typy snímačů. Je vybavena rozhraním i komunikačními rozhraním CAN a DataLab, které umožňují standardizovanou, nebo specifickou komunikaci s ostatními jednotkami ve voze a ukládání jejich dat, případně připojení rozšiřujících modulů, jako palubních zobrazovacích jednotek, port expandérů apod.

Pomocí specifického rozhraní dokáže pomocí bezdrátového vysílače/přijímače přenášet telemetrická data. Její architektura využívá 2 samostatně pracujících 32bitových procesorů, z nichž jeden je primárně určen pro řízení komunikace a druhý pro zpracování a záznam dat. Kapacita vnitřní paměti je 64MB. V technických specifikacích výrobce dané jednotky však není uveden údaj o vzorkovací frekvenci pro jednotlivé vstupy.

2.4.2 MM Competition Data Logger Cobra

Druhým zástupcem je produkt firmy MM Competition, model s názvem Data Logger Cobra (Obr. 60). Svým zaměřením je velmi podobný předchozímu systému firmy McLaren Electronic Systems, s tím rozdílem, že je primárně určena pro jednodušší aplikace.



Obr. 60: Data Logger Cobra (MM Competition) [8]

Jedná se o velmi univerzální jednotku s širokou paletou vstupů pokrývající většinu běžných aplikací. Oproti první popisované jednotce nabízí o něco menší počet vstupů, konkrétně 6 přímých digitálních vstupů a pouze 16 přímých analogových vstupů. Z digitálních vstupů odebírá až 1500 vzorků za sekundu a z analogových až 1000 za sekundu. Je rovněž vybavena komunikačním rozhraním CAN. I v tomto případě je možné pomocí komunikačního rozhraní přenášet telemetrická data, avšak přenosová rychlost je v tomto případě podstatně nižší. Kapacita vnitřní paměti je, stejně jako v předchozím případě, 64MB. V technických specifikacích výrobce jsem bohužel nenašel bližší informace o vnitřním uspořádání jednotky.

2.4.3 Výběr a porovnání specifických parametrů

Pro účelné a objektivní posouzení jednotek pro sběr dat jízdní dynamiky vozidla je nutné vybrat a posoudit jejich charakteristické parametry. Každý výrobce udává velké množství různých parametrů, ale pouze některé je účelné hodnotit. Po prostudování všech parametrů, jsem se rozhodl posuzovat parametry, které jsem shrnul v následující tabulce Tab. 3, společně s jejich hodnotami pro výše uvedené systémy.

Jak je z předchozího shrnutí zřejmé, obě běžně dostupné jednotky, mají valnou většinu klíčových parametrů shodnou. Velké odlišnosti jsou pouze v počtu analogových vstupů, což se dá vzhledem k rozdílnému zaměření jednotek očekávat. Údaj o vzorkovací frekvenci analogových a digitálních vstupů u jednotky MCU-300DA se mi nepodařilo zjistit, ale předpokládám, že zde by vznikl další markantní rozdíl mezi oběma jednotkami. Překvapivě je u obou jednotek shodná rozlišovací schopnost většiny analogových vstupů. Kapacita vnitřní záznamové paměti není příliš vysoká. Pro testovací účely bez využití telemetrie postačí pouze na kratší časové úseky, s využitím telemetrických systémů její vysoká hodnota postrádá smyslu.

	McLaren MCU-300DA	MM Competition Cobra
počet univerzálních analogových vstupů	35	16
napěťový rozsah analogových vstupů	0 až 5V	0 až 5V
rozlišení analogových vstupů	20x12bitů + 15x10bitů	12bitů
vzorkovací frekvence analogových vstupů	neuvedena	max 1000Hz
počet přímých digitálních vstupů	8+1 spínací	4+2 spínací
vzorkovací frekvence digitálních vstupů	neuvedena	max 1500Hz
kapacitu vnitřní záznamové paměti	64MB	64MB
rozsah napájecího napětí	7,9 až 16V	7 až 18V

Tab. 3: Parametry běžných jednotek pro sběr dat

3. Návrhová část

3.1 Návrh řešení

Na několika následujících stranách se pokusím nastínit postup, jakým jsem při návrhu jednotky pro sběr dat jízdní dynamiky postupoval.

3.1.1 Návrh specifických parametrů jednotky

Předmětem minulé kapitoly byla charakteristika dvou běžně dostupných jednotek pro sběr dat, které se používají zejména v motorsportu. Jednotka, jejíž návrh je obsahem této diplomové práce, má být používána ve stejné oblasti, konkrétně pro aplikaci na formulových vozidlech Ústavu automobilního a dopravního inženýrství. Podobně jako jsem v minulém odstavci shrnul parametry běžně dostupných jednotek pro sběr dat, pokusím se shrnout specifické parametry navrhované jednotky pro sběr dat.

- počet analogových vstupů - jednoznačně nejdůležitější parametr pro návrh, který ovlivňuje volbu prakticky všech komponentů měřicího systému. Čím je hodnota vyšší, tím jsou vyšší i nároky na hardware celého měřicího řetězce. Minimální hodnota je 16 analogových vstupů.
- napěťový rozsah vstupů - parametr je předem pevně určen měřicím rozsahem většiny používaných snímačů, ovlivňuje zejména volbu referenčního zdroje napětí. Rozsah je stanoven na 0 až 5V.
- rozlišení analog. vstupů - určuje přesnost převodu měřené analogové hodnoty, ovlivňuje zejména volbu A/D převodníku. Hodnota stanovena na minimálně 12 bitů.

- vzorkovací frekvence - určuje horní hranici frekvence snímaných signálů, udává počet odebraných vzorků jednoho vstupu za sekundu. Ovlivňuje volbu A/D převodníku, koncepce sběrnice a řídicího mikrokontroléru.
- počet digitálních vstupů - dává možnost připojení i digitálních snímačů, sledování úrovně signálů datové sběrnice, sepnutí elektrických zařízení. Hodnota by měla být minimálně 8.
- kapacita záznamové paměti - přímo určuje maximální dobu, po kterou je možné data shromažďovat. Minimální hodnota je 64MB.
- rozsah napájecího napětí - je důležitý parametr jednoznačně určující možnosti použití jednotky s různými zdroji napájecího napětí. Rozsah by měl být co největší, pro naše potřeby byl stanoven na 10 až 15V.

V dalších kapitolách se budu postupně věnovat návrhu jednotlivých komponentů měřicího systému s ohledem na hodnoty výše uvedených specifických parametrů.

3.1.2 Analogově digitální převodník

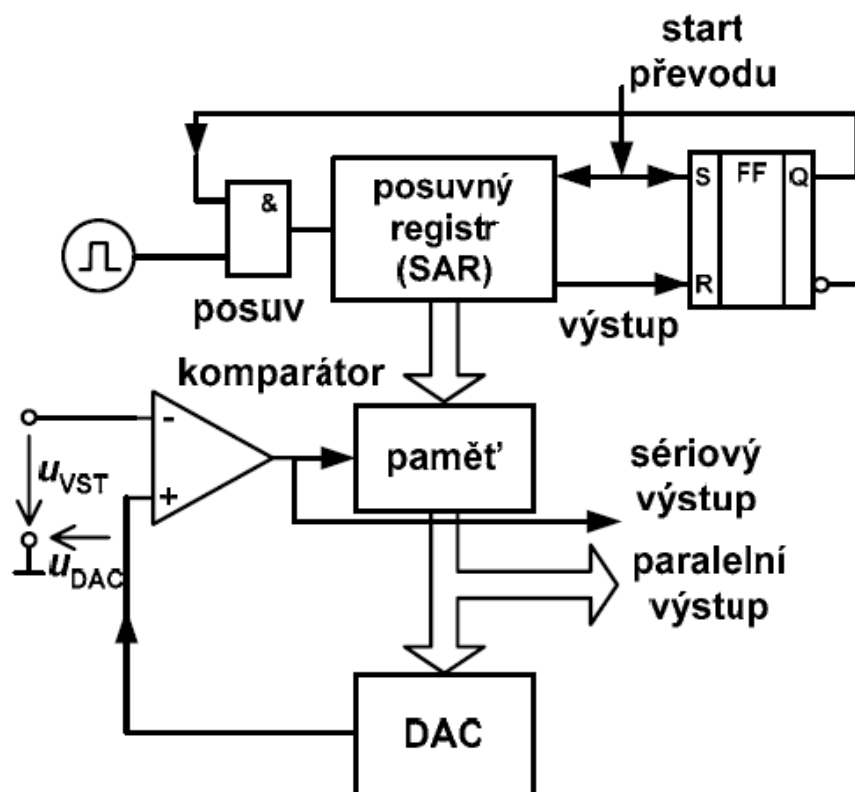
Z obecného pojednání o A/D převodnících v kapitole 2.2.5 a z obsahu předcházející kapitoly je jasné, že vhodná volba analogově digitálního převodníku ovlivňuje většinu specifických parametrů celého měřicího systému. Analogově digitální převodník musí vstupní analogový signál převést do digitální podoby s co největším rozlišením, pokud možno co nejrychleji.

Parametry rozlišení i vzorkovací frekvence vstupů jsou dány. Podle nich, a s ohledem na ostatní části měřicího systému, jsem se rozhodl pro analogově digitální převodníky s postupnou aproximací. Tyto analogově digitální převodníky obsahují řídicí obvod, který je konstruovaný pro postupnou aproximaci (SAR, z angl. Successive Approximation Register) měřeného napětí u_{VST} vhodně volenými kroky rekonstrukčního napětí u_{DAC} .

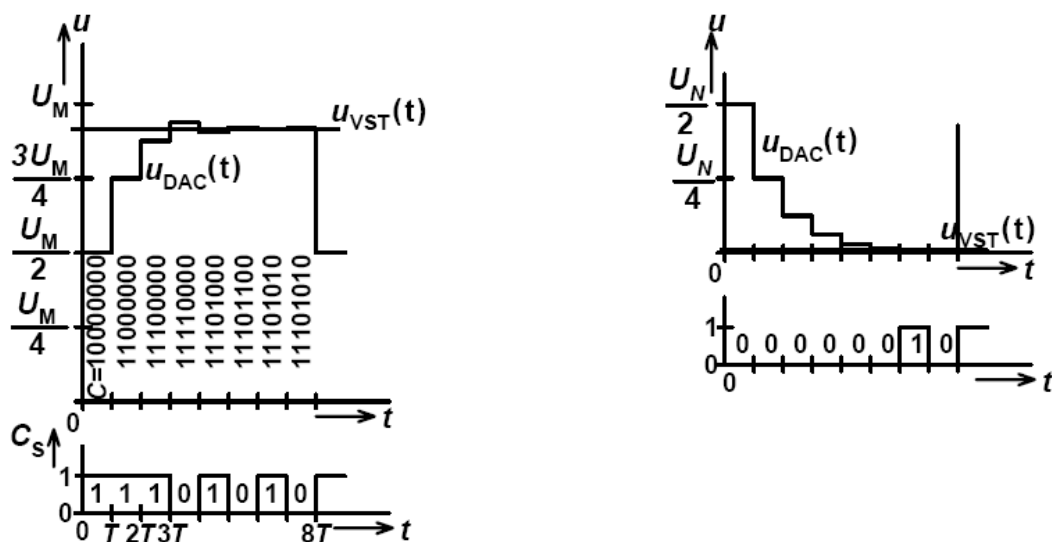
3.1.2.1 Princip A/D převodníku s postupnou aproximací

Roli řídicího obvodu obstarává posuvný registr. V převodníku tedy dochází k postupnému srovnávání hodnoty vstupního napětí s hodnotami referenčních napětí daných jednotlivými vahami, počínaje nejvyšší vahou (MSB, z angl. Most Significant Bit) až po váhu nejnížší (LSB, z angl. Least Significant Bit). Blokové schéma analogově digitálního převodníku s postupnou aproximací je na Obr. 61.

Princip a vlastní průběh převodu je zřejmý z Obr. 62 a) a b). Převod začíná zápisem logické hodnoty 1 do posuvného registru (SAR) na pozici nejvyššího bitu (MSB). Tato hodnota logické 1 pak v dalších krocích postupně rotuje po všech bitech n-bitového slova C. Dojde tak k postupnému přidávání jednotlivých váhových napětí u_{DAC} , které se porovnávají s napětím vstupujícím do převodníku u_{VST} .



Obr. 61: Analogově digitální převodník s postupnou aproximací [25]

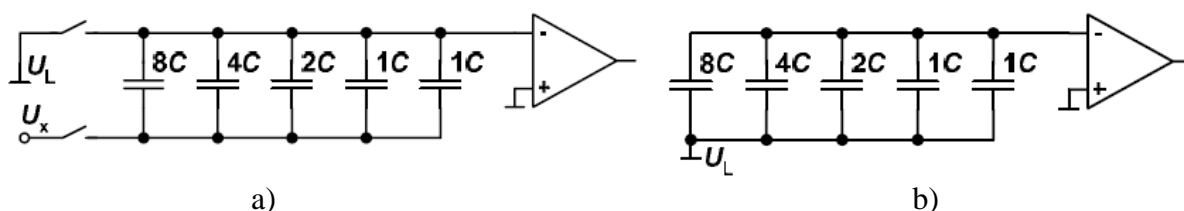


Obr. 62: Průběhy hodnot u_{VST} a C při postupné aproximaci [25]

V závislosti na odezvě komparátoru je na dané pozici bitu ponechána hodnota logické 1, pokud platí $u_{VST} > u_{DAC}$, nebo je nahrazena logickou 0, pokud je $u_{DAC} > u_{VST}$. Proces převodu je časově nezávislý na hodnotě vstupního napětí u_{VST} a vždy trvá právě n taktů, kde n je počet bitů daného analogově digitálního převodníku, tedy jeho rozlišovací schopnost.

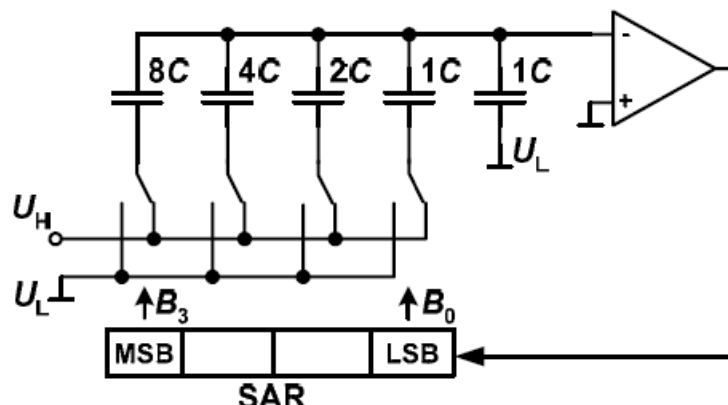
Pravdivost tohoto tvrzení je stvrzena Obr. 62 a), který znázorňuje postupný převod pro velkou hodnotu u_{VST} a Obr. 62 b) znázorňující převod při malé hodnotě u_{VST} . Variantou analogově

digitálních převodníků s postupnou aproximací jsou analogově digitální převodníky s postupnou aproximací a vyrovnáváním náboje. Tyto převodníky jsou tvořeny soustavou kapacitorů s odstupňovanými kapacitami C , $2C$, $4C$ atd., které tak svojí funkcí nahrazují jednotlivá váhová napětí u analogově digitálních převodníků s postupnou aproximací. Je-li analogově digitální převodník s postupnou aproximací a vyrovnáváním náboje v režimu vzorkování (Obr. 63 a)), jsou horní elektrody kapacitorů připojeny na napětí $U_L = 0V$ a spodní elektrody na měřené vstupní napětí U_X , dochází tedy k nabíjení kapacitorů na měřené napětí U_X . Poté dojde pomocí elektronických přepínačů k odpojení horních elektrod kapacitorů od napětí U_L a k jeho přepojení na elektrody spodní. Nedošlo však ke změně napětí uchovaného v kapacitorech ve formě náboje a systém je tedy v režimu pamatování (Obr. 63 b)).



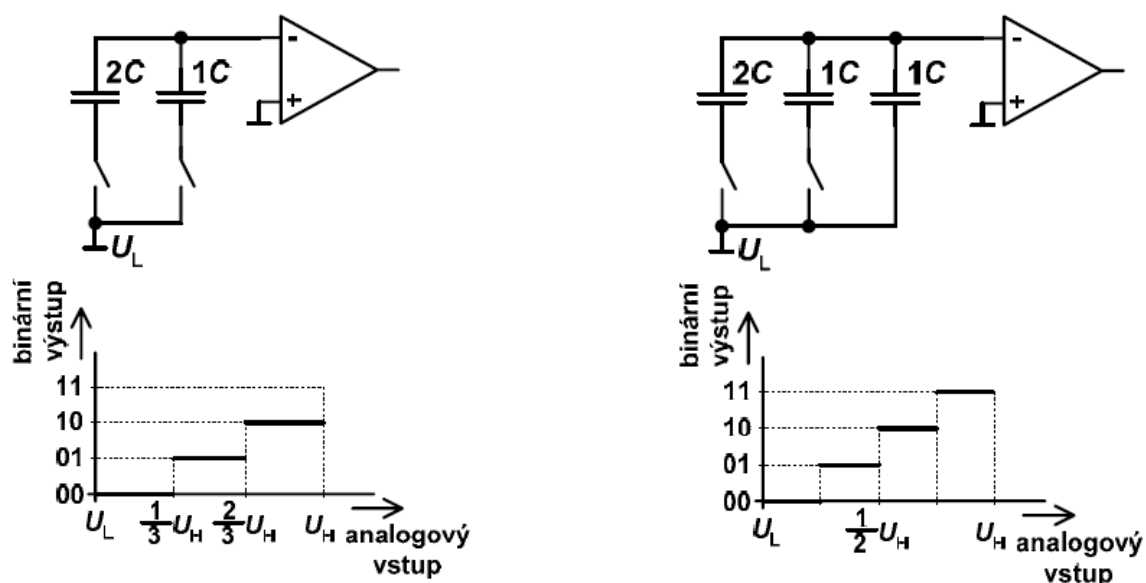
Obr. 63: Režimy A/D převodníku s postupnou aproximací a vyrovnáváním náboje [25]

Následuje fáze postupné aproximace, při níž dochází k postupnému přepínání kapacitorů z napětí U_L na U_H (Obr. 64). Výstupní signál komparátoru potom určí, podobně jako u analogově digitálního převodníku s postupnou aproximací, jestli v dalším kroku zůstane spodní elektroda připojena na napětí U_H , popřípadě vrátí-li se k napětí $U_L = 0V$.



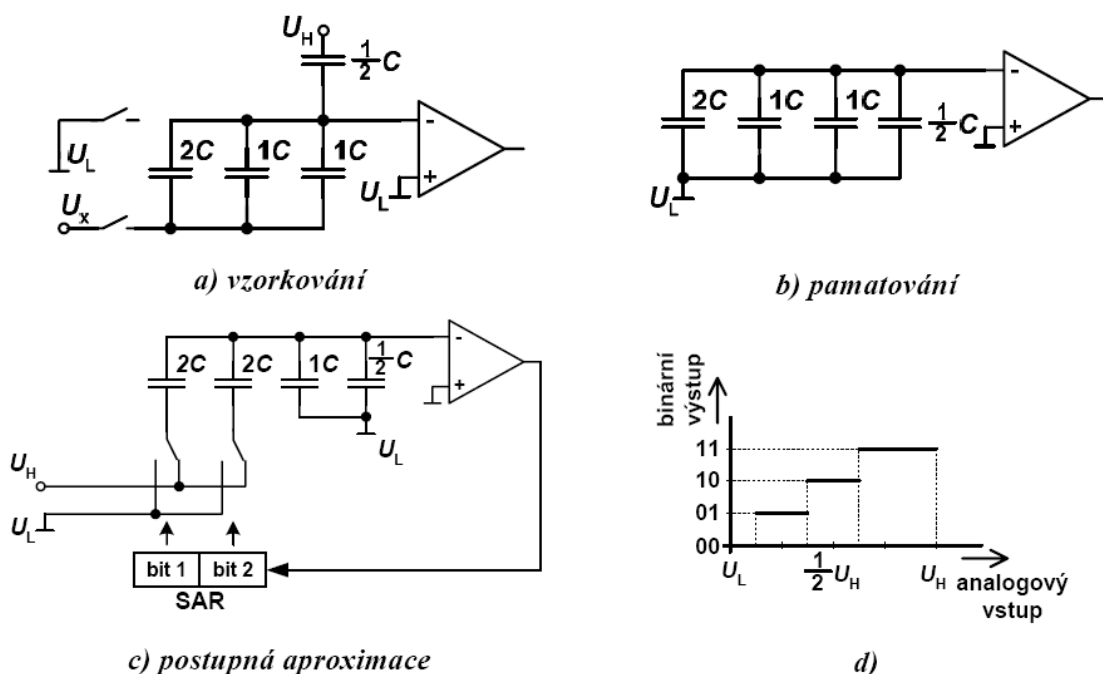
Obr. 64: Režim postupné aproximace s vyrovnáváním náboje [25]

Takto provedený převod je však zatížen chybou, která souvisí s polohou rozhodovacích hladin, vlivem nepřepínaného kapacitoru s kapacitou $1C$, viz. Obr. 65.



Obr. 65: Srovnání výstupního signálu v závislosti na případném použití přídavného kapacitoru [25]

I pokud se přídavný kapacitor nepoužije, nedojde k eliminaci chyby a tento problém je třeba řešit pomocí pomocného kapacitoru $\frac{C}{2}$, který posune převodní charakteristiku o $\frac{U_{LSB}}{2}$ níže, takže dojde k vhodnému posunutí rozhodovací úrovně tak, že při převodu se bude digitalizovaná hodnota vstupního napětí správně aritmeticky zaokrouhlovat, jak je zřejmé z Obr. 66.



Obr. 66: Eliminace chyby převodní charakteristiky použitím pomocného kapacitoru $\frac{C}{2}$ [25]

Převod analogového signálu na digitální realizovaný pomocí převodníku s postupnou aproximací a vyrovnáváním náboje je dynamický proces. Díky tomu vznikají velké nároky na precizní časování celého systému tak, aby převod nebyl narušen chybami způsobenými ztrátou náboje vlivem nedokonalosti dielektrika a elektronických spínačů.

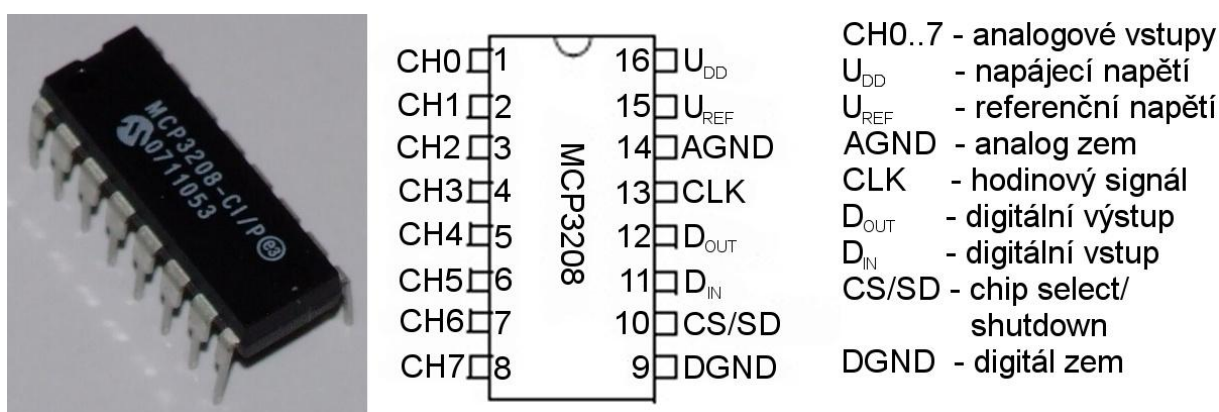
Analogově digitální převodníky s postupnou aproximací představují téměř dokonalý kompromis mezi rychlostí převodu a rozlišovací schopností. Vzorkovací kmitočet se u těchto konstrukcí pohybuje v řádech jednotek MHz při rozlišovací schopnosti až 20bitů. Jednoduchost konstrukce s minimem externích součástí a malou plochou na čipu je spolu s jejich nízkou spotřebou jejich charakteristickou vlastností.

3.1.2.2 Microchip MCP3208

Převodníky s postupnou aproximací jsou v nabídce prakticky všech firem, které se řešením pro zpracování signálu zabývají. Po zvážení všech parametrů a požadavků na ně, jsem se rozhodnul použít analogově digitální převodník firmy Microchip, model MCP3208. Je to 8vstupý, 12bitový A/D převodník s postupnou aproximací. Shrnutí klíčových parametrů:

- rozlišení 12-bitů
- diferenciální nelinearita ± 1 LSB
- integrální nelinearita ± 1 LSB
- 8 vstupních kanálů
- vstupy programovatelné jako jednoduché, nebo pseudo-diferenciální páry
- sériové rozhraní SPI (módy 0,0 and 1,1)
- rozsah napájecího napětí: $V_{DD}=2.7V - 5.5V$
- maximální vzorkovací frekvence při $V_{DD} = 5V$ je 100kHz
- maximální vzorkovací frekvence při $V_{DD} = 2,7V$ je 50kHz
- proudové nároky (technologie CMOS):
 - 500 nA typický proudový odběr při nečinnosti, maximum je 2 μA
 - 400 μA maximum v činnosti při $V_{DD} = 5V$
- rozsah provozní teploty: $-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$
- volitelná pouzdra PDIP, SOIC a TSSOP

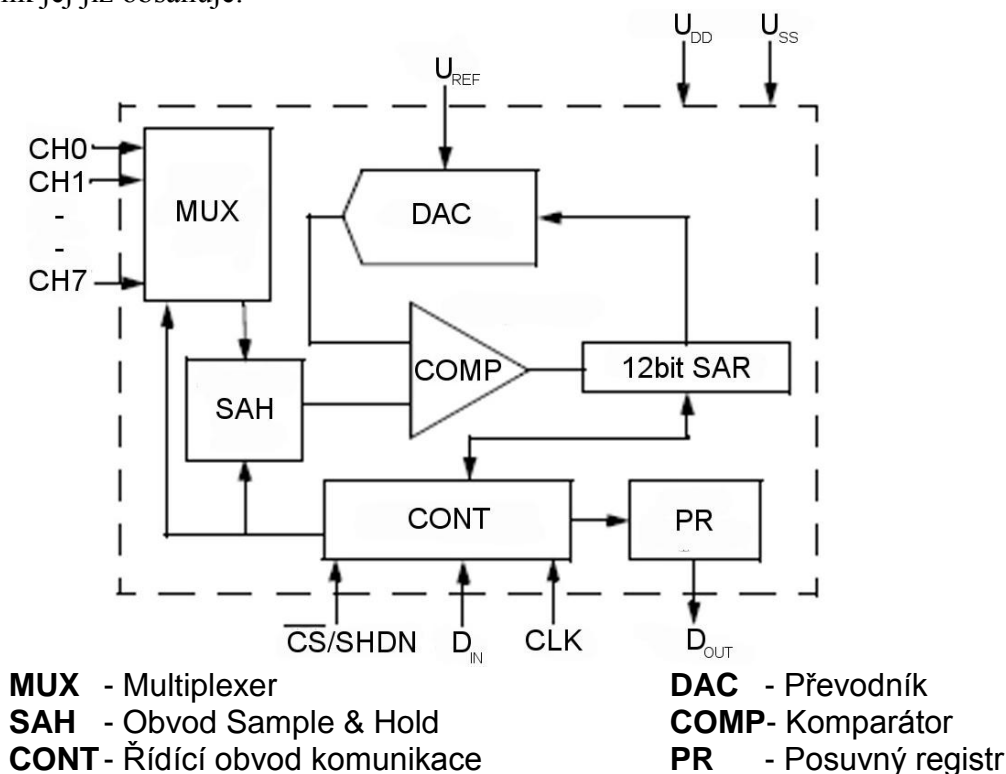
Na Obr. 67 je zobrazeno provedení analogově digitálního převodníku MCP3208 v pouzdře PDIP s popisem vývodů.



Obr.67: Microchip MCP3208 v pouzdře PDIP, uspořádání vývodů

Pro správnou funkci je však třeba poskytnout tomuto A/D převodníku zdroj referenčního napětí U_{REF} a vstupnímu analogovému signálu předřadit filtr typu dolní propust, aby se zabránilo chybám vzniklým v důsledku aliasingu. Jak je z vnitřního uspořádání A/D

převodníku MCP3208 na Obr. 68 zřejmé, obejdeme se v tomto případě bez multiplexeru, neboť převodník jej již obsahuje.



Obr. 68: Vnitřní uspořádání A/D převodníku MCP3208 [10]

Díky sériové sběrnici SPI je komunikace snadnější. Pro dosažení požadovaného počtu kanálů stačí použít dvojici převodníků MCP3208 se společnou sběrnicí. Počet analogových vstupů lze tímto způsobem zvyšovat, avšak na úkor propustnosti datové sběrnice.

3.1.3 Řídící mikrokontrolér

V kapitole 2.2.6.2 této práce jsem vysvětlil účel mikrokontroléru v měřicím řetězci. Podobně, jako analogově digitální převodník, je řídicí mikrokontrolér jednou z nejdůležitějších součástí systému a jeho volba ovlivní funkčnost celého systému.

Požadavky kladené na mikrokontrolér jsou jednoduché. Zabezpečit bezproblémovou vnitřní komunikaci mezi ostatními částmi systému, případně komunikaci s počítačem za účelem přenosu naměřených dat.

3.1.3.1 Rozdělení mikrokontrolérů

Obecně lze mikrokontroléry rozdělit do několika různých skupin podle různých kritérií. Nejzákladnějším rozdělením je podle šířky operandu, tedy podle počtu bitů, které je procesor schopen současně zpracovat v jednom kroku. Tím je omezena i schopnost procesoru adresovat vnitřní i vnější paměť a periferie. 8mi bitový procesor je schopen počítat s čísly 0-255, 16 bitový pak s čísly 0-65535. Tento rozsah je dán tím, že ve dvojkové soustavě, se kterou pracují všechny procesory lze n čísel vyjádřit maximálně 2^n čísel, zatímco v desítkové soustavě by to bylo 10^n . Čtyřbitové procesory jsou určeny pro velmi jednoduché aplikace.

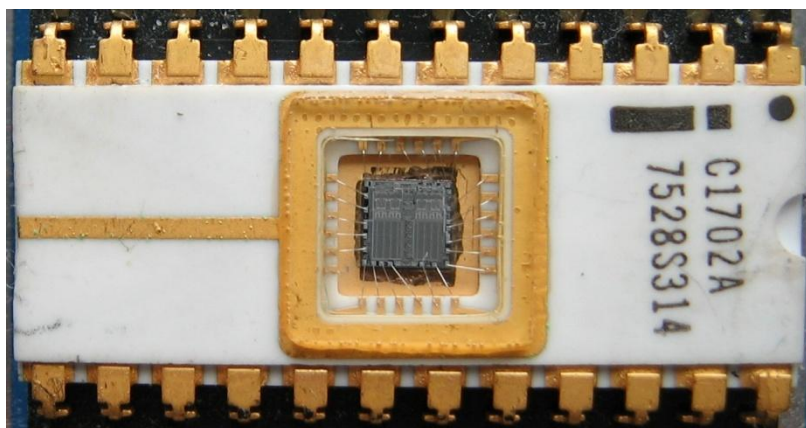
Pro středně složité aplikace, jako programovatelné automaty se zpravidla používají alespoň osmibitové nebo šestnáctibitové procesory. U nejnáročnějších, časově kritických aplikací, jako je úprava a transformace signálů se používají digitální signálové procesory s až 32ma bity. Pro tyto aplikace dochází v současné době i k prudkému vývoji vícejádrových procesorů. V našem případě budeme pomocí mikrokontroléru pouze zprostředkovávat komunikaci po datové sběrnici, na což by měla 8bitová architektura procesoru stačit.

Dalším důležitým faktorem pro správný výběr mikrokontroléru je to, zda jeho instrukční soubor s úplnou sadou instrukcí, pak hovoříme o mikrokontroléru CISC (z angl. Complex Instruction Set Computer). Cílem takové sady instrukcí je snaha vyřešit co nejvíce operací pomocí jediné instrukce. Na jednu stranu to znamená úsporu místa v programové paměti, na druhé straně to však znamená komplikovanější dekodér instrukcí ve vlastním mikrokontroléru a tím i pomalejší zpracování instrukcí. Druhou variantou je použít mikrokontrolér s redukováním instrukčním souborem, tedy RISC (z angl. Reduced Instruction Set Computer). Strategií této architektury je, že je lépe vykonat více jednoduchých instrukcí, namísto jedné komplikované. Vzhledem k tomu, jakou funkci má mikrokontrolér plnit, volí se mezi těmito dvěma variantami ta účelnější. Ve většině případů s přihlédnutím k tomu, že většina mikrokontrolérů se využívá pouze pro jednoúčelové aplikace, to bývá varianta mikrokontroléru RISC, která nabízí větší rychlost vykonávání instrukcí. K této variantě se při návrhu procesoru přiklání také, neboť složité zpracovávání dat se v této aplikaci neprovádí.

Velice důležitým rozlišovacím kritériem jednotlivých mikrokontrolérů je použitý typ paměti programu a její kapacita. Architektura mikrokontrolérů umožňuje používat odděleně paměť, ve které je uložen program a paměť dat, která se ve formě registrů používá při chodu programu. Zatímco paměť programu nesmí být závislá na připojeném napájecím napětí, u paměti dat je to naopak zvykem.

U mikrokontrolérů se ve funkci paměti programu v zásadě využívají čtyři různé druhy paměti ROM (z angl. Read Only Memory – paměť pouze pro čtení). Z těchto typů se volí podle účelu, ke kterému bude daný mikrokontrolér použit.

Nejméně univerzální je paměť typu PROM (z angl. Programmable Read-Only Memory), do které lze data uložit pouze jednou. Tato pak již nejde vymazat, ani změnit, což neumožňuje ladění ani jakoukoli drobnou změnu v programu. Používá se jí pouze pro velké série jednoúčelových automatů.



Obr. 69: Paměť typu EPROM [11]

Další typ paměti, EPROM (Erasable Programmable Read-Only Memory) umožňuje smazání obsahu paměti pomocí ultrafialového záření a tak skýtá jisté možnosti pro ladění a úpravy programu. Samozřejmě lze smazat paměť pouze vcelku, nikoli pouze malou část. Tato paměť je snadno rozeznatelná díky okénku v pouzdře paměti, které umožňuje přístup UV záření k čipu, viz. Obr. 69. V současnosti se již tento typ paměti příliš nepoužívá, neboť byl nahrazen modernější variantou nazývanou EEPROM.

EEPROM (z angl. Electronically Erasable Programmable Read-Only Memory) je obdoba paměti EPROM s tím rozdílem, že ke smazání jejího obsahu není nutné UV záření, ale pouze elektrický impuls. To z ní dělá ideální paměť pro potřeby malosériové výroby a odlaďování programů. Tento typ paměti má pouze jedinou nevýhodu a tou je nemožnost vymazat její obsah pouze částečně.

I tento nedostatek byl odstraněn a vznikla tak paměť typu FLASH, která již vlastně není pamětí ROM, ale RAM (z angl. Random-Access Memory – paměť s libovolným přístupem) nezávislou na napájení, neboť umožňuje individuální přístup k jakémukoliv paměťovému bloku při čtení, zápisu i mazání. V současné době je nejpoužívanějším typem paměti programu prakticky u všech typů mikrokontrolérů. V aplikacích s mikrokontroléry se však používá jako paměť typu ROM a zápis do ní je možný pouze při jeho programování vlastního mikrokontroléru. Tato technologie zažívá v současné době bouřlivý vývoj a je jí využito jako vnější paměti i v různých datových úložištích, jako jsou paměťové karty. Drtivá většina v současnosti nabízených mikrokontrolérů je vybavena pamětí programu tohoto typu, což je pro náš účel velmi vhodné.

Jedním z nejdůležitějších faktorů, které ovlivňují výběr řídicího mikrokontroléru, je jeho pracovní frekvence f_{CLK} . Čím je tato frekvence vyšší, tím rychleji jsou jednotlivé instrukce zpracovávány a jejich vykonání zabere kratší časový úsek. V současné době se pracovní frekvence většiny mikrokontrolérů pohybuje v řádech desítek až stovek MHz. Instrukční soubor procesorů typu RISC se skládá povětšinou z instrukcí, k jejichž provedení stačí čtyři hodinové cykly, tedy t_{CLK} , přičemž

$$t_{CLK} = \frac{1}{f_{CLK}}. \quad (7)$$

Z toho plyne, že k provedení jedné takové instrukce potřebuje mikrokontrolér s pracovní frekvencí $f_{CLK} = 40\text{MHz}$ dobu čtyř hodinových cyklů, tedy $t_{clk} = 100\text{ns}$. Za jednu sekundu tedy provede až 10 miliónů instrukcí. V naší aplikaci je pracovní frekvence procesoru klíčová, neboť se zvyšující se pracovní frekvencí se zvyšuje i propustnost sběrnice. Při výběru vhodného mikrokontroléru se tedy zaměřím na typy s co nejvyšší pracovní frekvencí.

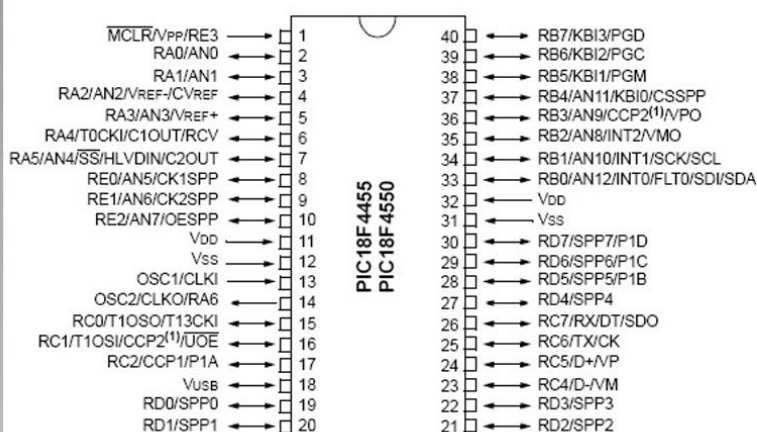
Posledním faktorem ovlivňujícím výběr použitého mikrokontroléru je jeho vybavenost komunikačními řadiči, čítači, časovači, vstupně/výstupními branami apod. Vzhledem k tomu, že zvolený A/D převodník komunikuje pomocí standardní sběrnice SPI, je nanejvýš vhodné, aby řadičem této sběrnice byl zvolený mikrokontrolér vybaven. Rovněž počet vstupně/výstupních bran je velmi důležitý, neboť ty, které nebudou využity pro řízení komunikace, nebo komunikaci samotnou, mohou sloužit jako digitální vstupy měřicího systému.

Na základě parametrů, které byly specifikovány na začátku návrhové části této práce a s přihlédnutím k dalším faktorům, jako je poměr ceny/výkonu a také to, že Ústav automobilního a dopravního inženýrství vlastní programátor mikrokontrolérů PIC vyráběných firmou Microchip, jsem se rozhodnul použít mikrokontrolér PIC18F4550 výše zmíněné firmy.

3.1.3.2 Microchip PIC18F4550

Mikrokontrolér PIC18F4550 vyráběný firmou Microchip je 8mi bitový mikrokontrolér s RISC architekturou a pamětí programu typu flash. Souhrn klíčových vlastností:

- vestavěný USB přijímač/vysílač s vestavěnou regulací napětí
- rozhraní pro externí USB přijímač/vysílač
- 2 módy externího oscilátoru, maximální frekvence 48MHz
- interní oscilátor s 8mi možnostmi nastavení, 31kHz až 8MHz
- Clock Monitor – umožní vypnutí při odpojení oscilátoru
- 3 vstupy externího přerušení
- 4 moduly časovačů (Timer0 až Timer3)
- vylepšený řadič ECCP s variabilním nastavením módu
- vylepšený řadič USART
- modul Master Synchronous Serial Port (MSSP) podporující sběrnice SPI™ a I2C™
- dvojice analogových komparátorů se vstupním multiplexerem
- optimalizovaná architektura s rozšířenou instrukční sadou
- programovatelná ochrana kódu
- 5V sériové programování v obvodu pomocí dvou pinů (ICSP™)
- široký rozsah napájecích napětí 2.0V až 5.5V
- paměť programu 32kB, paměť dat 2kB
- 5 univerzálních vstupně/výstupních bran
- 75 standardních instrukcí + sada 8mi rozšířených instrukcí



Obr. 70: Microchip PIC18F4550 v pouzdře PDIP, uspořádání vývodů [12]

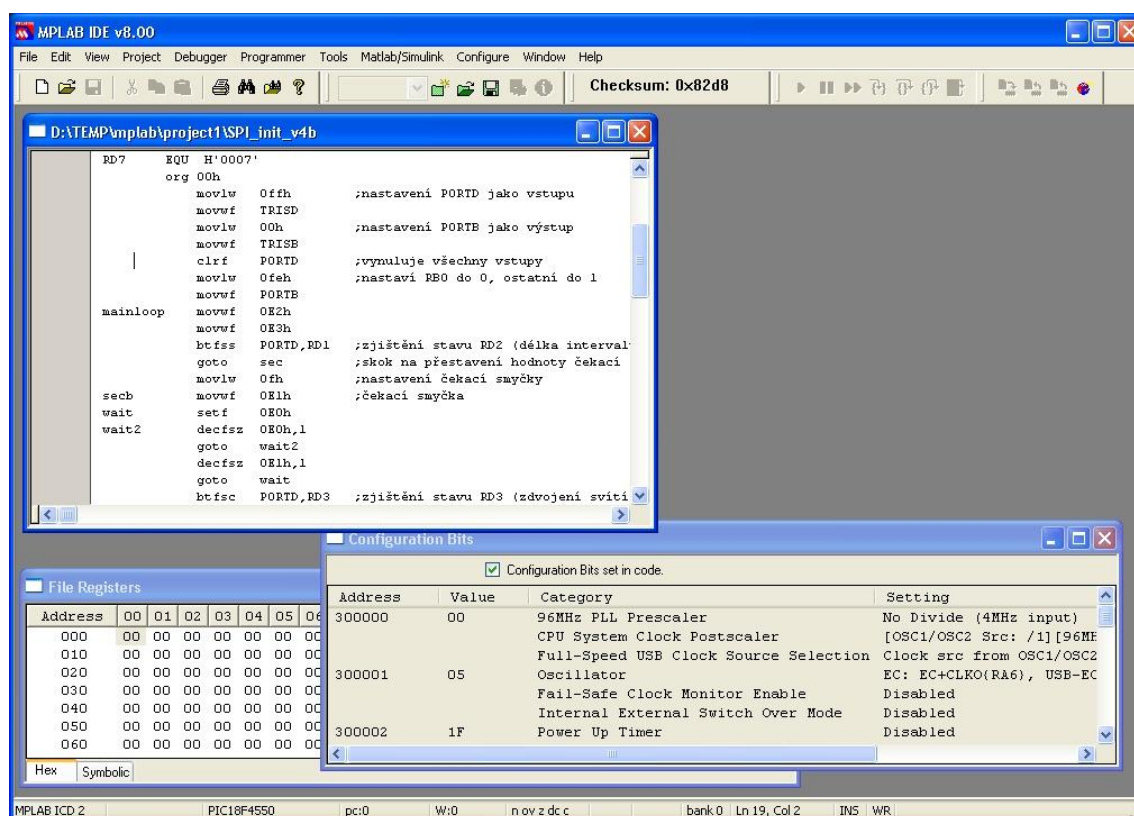
Na Obr. 70 je provedení mikrokontroléru Microchip PIC18F4550 a popis uspořádání vývodů. Mikrokontrolér jako takový je uzpůsoben tak, aby pro svůj běh potřeboval naprosté minimum funkčních součástí. Pokud nemáme vysoké nároky na přesnost generátoru impulzů a spokojíme se s nižším pracovním taktem procesoru, můžeme použít vestavěný oscilátor a

k mikrokontroléru pak musíme připojit pouze napájení a samozřejmě komunikační linky, v našem případě sběrnici SPI.

3.1.3.3 Programování mikrokontroléru

Pro tvorbu programu, jeho ladění a kompilaci do strojového kódu, jsem využíval volně šiřitelnou verzi vývojového softwaru firmy Microchip s názvem MPLAB v8.00 (Obr. 71). Tato verze umožňuje kompilaci programu psaného pomocí instrukcí daného typu procesoru v jazyce assembler do binární podoby ve formě strojového kódu.

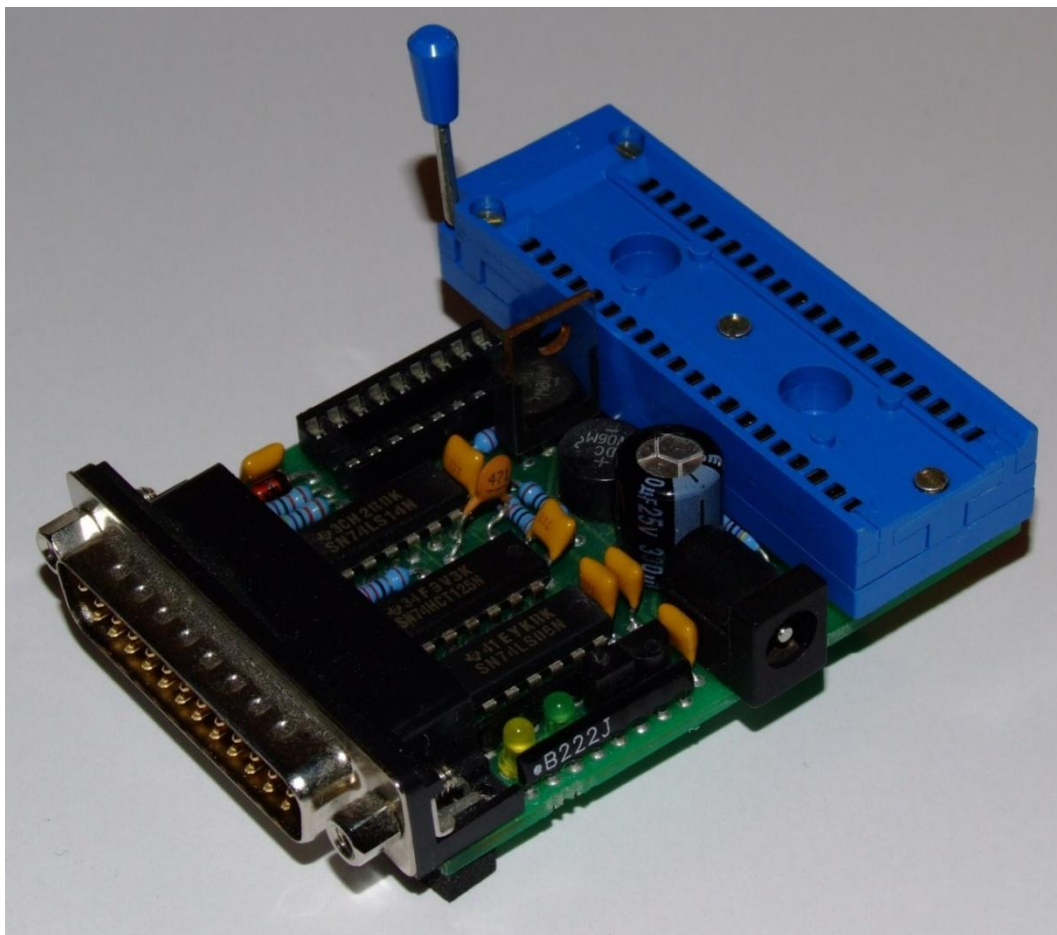
Je samozřejmě možné psát program v jakémkoliv textovém editoru, uložit jej ve formátu prostého textu a následně pomocí kompilátoru, který ovládá kódování pro daný typ assembleru, celý program přeložit do binární podoby strojového kódu, avšak použití prostředí MPLAB v8.00 je velmi intuitivní, umožňuje kontrolu syntaxe při psaní programu v interním editoru a obsahuje také řadu užitečných pomůcek, jako textový popis instrukcí daného typu procesoru, přesný popis rozložení paměti a registrů a v neposlední řadě i výborně použitelnou nápovědu.



Obr. 71: Prostředí Microchip MPLAB v8.00

Komerční verze umožňují i kompilaci z oblíbených verzí vyšších programovacích jazyků, jako je C v různých variantách. Bohužel, tento software sice umožňuje i přenos kompilovaného kódu do paměti dat mikrokontroléru, avšak pouze prostřednictvím kompatibilních programátorů vyráběných firmou Microchip.

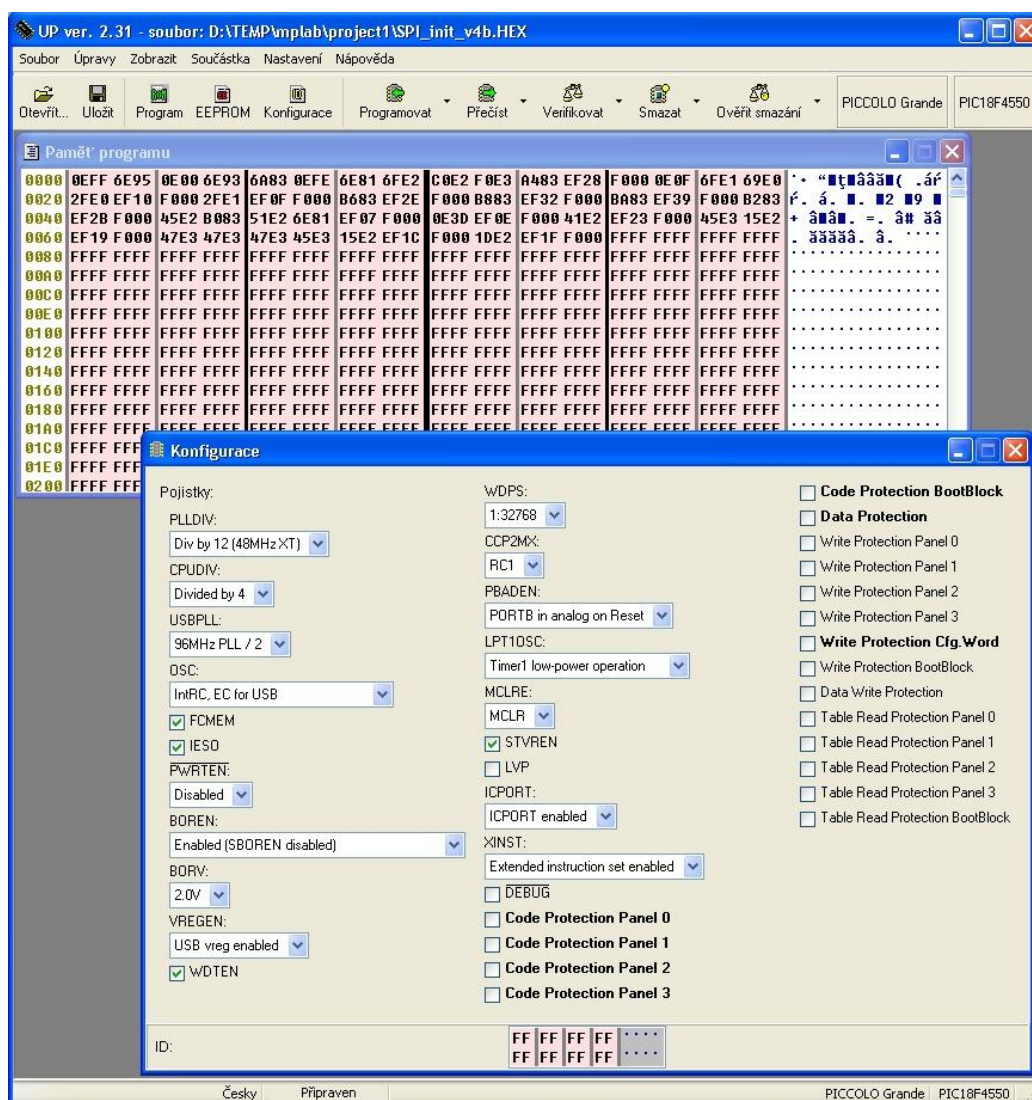
Vlastní fáze programování mikrokontroléru pak probíhá pomocí programátoru Piccolo Grande firmy ASIX (Obr. 72). Tento programátor se k počítači platformy PC připojuje pomocí paralelního portu LPT. Rychlost programování je tak oproti programátorům, které využívají sériové rozhraní COM znatelně rychlejší.



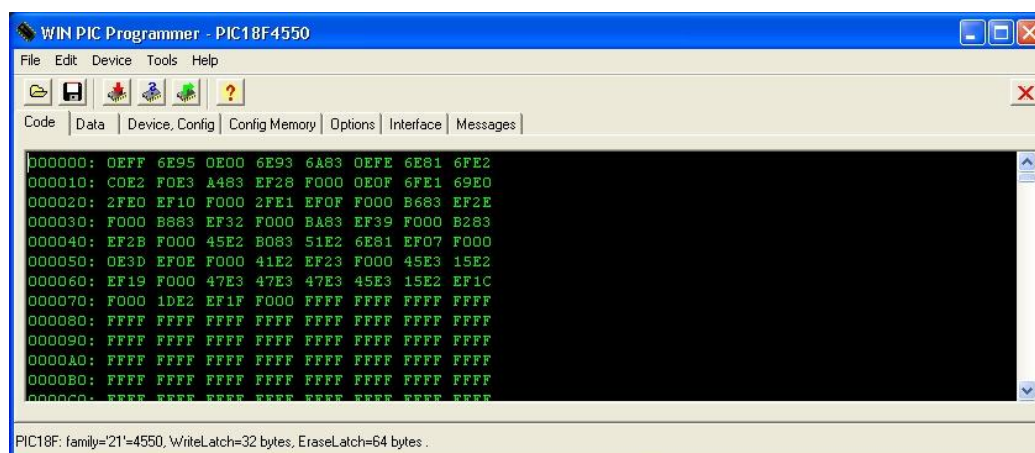
Obr. 72: Programátor ASIX Piccolo Grande vybavený patičí s nulovou zasouvací silou

Programování je pouhým přenosem binárních dat strojového kódu do paměti programu mikrokontroléru. Pro vlastní programování, mazání a úpravy paměti programu slouží software ASIX UP (Obr. 73), který je dodáván společně s programátorem ASIX Piccolo Grande, příslušnými ovladači a propojovacím kabelem.

Využití tohoto programovacího softwaru však není podmínkou, programátor ASIX Piccolo Grande je totiž plně kompatibilní i s volně šiřitelnými softwary, které zprostředkovávají přenos binárního kódu do paměti programu mikrokontroléru, jako např. WinPIC, jehož pracovní prostředí je na Obr. 74. V praxi se nejlépe osvědčila kombinace programů MPLAB v8.00 pro vytváření, editaci a kompilaci programu do binární podoby a následný přenos do paměti programu mikrokontroléru programátorem ASIX Piccolo Grande ovládaným softwarem ASIX UP. Tento programátor umožňuje programování procesoru v patiči, nebo i zakomponovaného v obvodu pomocí rozhraní ICSP, které podporuje jak zvolený typ procesoru, tak programátor. V praxi však druhý způsob programování nebyl zkoušen.



Obr. 73: Pracovní prostředí softwaru ASIX UP pro programování mikrokontrolérů rodiny Microchip PIC



Obr. 74: Pracovní prostředí softwaru WinPIC Programmer pro programování mikrokontrolérů rodiny Microchip PIC

3.1.4 Datové úložiště

Pro jednotku, která slouží ke sběru dat je datové úložiště klíčovým prvkem celého měřicího řetězce. Jeho dostatečná kapacita zajišťuje možnost ukládání dat po co nejdelší dobu tak, aby nebylo nutné implementovat složitý a nákladný systém online přenosu dat, tedy telemetrie.

3.1.4.1 Rozdělení datových úložišť

Datová úložiště můžeme rozdělit podle použité technologie podobně, jako programové paměti mikrokontrolérů, s tím, že datové úložiště slouží primárně pouze pro zápis a nikoliv pro čtení. V externím provedení v pouzdrech PDIP lze prakticky použít všechny typy pamětí ROM, kterými jsou vybaveny mikrokontroléry. Tyto paměti však mají jednu velkou nevýhodu, kterou je jejich nízká kapacita. Kapacita paměti je udávána v bytech [B] (1B=8b) a podává nám informaci o tom, kolik informací je schopna paměť uchovat. Pro osvětlení uvedu malý příklad. Použijeme-li v našem měřicím řetězci analogově digitální převodník s rozlišovací schopností 8 bitů a vnější paměť typu EEPROM s kapacitou 1024B, můžeme do ní uložit 128 výsledků měření. Při běžné rychlosti analogově digitálních převodníků, které jsou schopny za 1s provést stovky, ba i milióny měření je tato kapacita nedostatečná. Jedinou výjimkou jsou paměti typu FLASH, které nabízejí kapacitu v řádu GB, případně paměti na bázi digitálního magnetického a optického záznamu, jako pevné disky a optické mechaniky používané v osobních počítačích. Pouze paměti typu FLASH nabízí pro naše potřeby dostatečnou kapacitu, proto se při výběru vhodného datového úložiště zaměřím na tuto technologii.

Datová úložiště je z hlediska přístupu nutno rozdělit na vestavěná, nebo výměnná. Obě možnosti mají své výhody i nevýhody. První přístup je o něco jednodušší na softwarovou implementaci, zato však neumožňuje výměnu datového média, takže hodnota kapacity je konečná a rychlost přenosu dat je dána možnostmi mikrokontroléru, který tento přenos zprostředkovává.

Druhý přístup umožňuje použití několika výměnných médií, takže původní kapacita se násobí a rychlost přenosu dat je v tomto případě dána pouze možnostmi daného datového média a komunikačního rozhraní v PC, které je k tomu účelu určeno. Zato implementace do systému je o něco složitější, neboť je nutné u média, které má být načteno prostřednictvím systému kompatibilního s IBM PC, použít normalizovaný souborový systém, jako např. FAT v některé jeho modifikaci, jinak by médium nebylo pro systém čitelné. I přes tento negativní faktor se při návrhu přikláním spíše k výměnnému řešení datového úložiště s implementovaným souborovým systémem FAT. Použitím souborového systému, např. typu FAT16 bychom dosáhli hardwarově jednodušší konstrukce celého zařízení, které by nemuselo být nutně vybaveno komunikačním rozhraním s PC, neboť tato komunikace by mohla být zprostředkována právě prostřednictvím výměnné paměťové karty. I tato komunikace by mohla být obousměrná, neboť přenos charakteristických parametrů do jednotky by mohl probíhat pomocí tohoto kanálu.

3.1.4.2 Paměťové karty SD/MMC

Paměťové karty jsou výměnná záznamová média využívající technologii flash. Paměti typu flash jsou trvalé paměti, uchování jejich obsahu tedy není závislé na napájení a jsou to paměti typu solid-state, tedy bez jakýchkoliv pohyblivých součástí. Díky tomu jsou velmi nenáročné na napájení, mají nízkou spotřebu, jsou odolné proti vibracím, nárazům a ostatním vnějším

vlivům. Díky těmto vlastnostem jsou hojně využívány ve všech oblastech spotřební elektroniky, zejména u digitálních fotoaparátů. Existuje několik standardizovaných formátů komerčně nabízených paměťových karet, jako xD Picture Card, Memory Stick, Compact Flash, MultiMediaCard a Secure Digital. Rozměry těchto typů karet jsou na Obr. 75 k porovnání.



Obr. 75: Běžné formáty paměťových karet, zleva Compact Flash, Secure Digital, Multi Media Card, Multi Media Card mobile a Memory Stick M2 (micro)

Nejrozšířenějším formátem paměťových karet jsou paměťové karty formátu MMC a SD. Díky tomu, že jsou nejvíce rozšířené, je jejich cena, při stejné kapacitě nižší oproti jiným typům. Patří také k těm rozměrově menším kartám, zejména jejich mobilní varianty MMC mobile a SD mini a micro, jsou nabízeny ve verzích s vysokou kapacitou (SDHC až 32GB). Oba typy karet jsou rozměrově téměř totožné. Karty MMC jsou o 0,7mm tenčí, nežli karty SD. Rozhraní karty MMC má 7 oproti 9ti pinům u karet formátu SD. Karty MMC rovněž nejsou vybaveny mechanickým přepínačem ochrany proti zápisu. Karty SD jsou navíc vybaveny technologií SDMI, která má zabezpečovat ochranu copyrightu zvukových nahrávek. Až na těchto několik rozdílů jsou karty vzájemně zaměnitelné. Komunikační rozhraní obou typů karet navíc může pracovat v režimu kompatibility se sběrnici SPI, což je hlavní důvod pro jejich použití, jako datového úložiště.

Specifikace paměťových karet Multi Media Card (MMC)

- rozsah napájecího napětí
 - 2,7 až 3,6V(single voltage)
 - 1,65 až 1,95V; 2,7 až 3,6V (dual voltage)
- proudový odběr při napětí 3,6V
 - 60mA (zápis dat)
 - 50mA (čtení dat)
 - 150μA (režim snížené spotřeby)
- automatický režim snížené spotřeby
- pracovní frekvence - 0 až 52MHz
- maximální dosažitelná rychlost přenosu dat - 416Mbitů/s
- kapacita až 8GB
- možnost ochrany dat pomocí hesla
- vestavěná korekce chyb
- jednoduchý vnitřní mechanismus mazání dat

- dvě varianty vnějších rozměrů
 - standardní MMC (24x32x1,4mm)
 - mobile MMC (24x18x1,4mm)
- 8bitové rozhraní SPI
- typická životnost zápisu až 100000 cyklů/sektor
- rozsah pracovní teploty je -25°C až 85°C
- maximální úroveň vibrací - 15G (špička-špička)
- jednorázová hodnota přetížení je až 1000G
- MTBF > 1000000000 hodin
- datová spolehlivost je < 1 neopravitelná chyba na 10^{14} přečtených bitů

V roce 2007 byla ohlášena nově vyvinutá varianta paměťové karty MMC, karta MiCard, jejíž kapacita by měla postupně dosáhnout až 2TB, při zachování zpětné kompatibility s formátem MMC. Z výše uvedených důvodů, jsem se rozhodnul při návrhu jednotky pro sběr dat jízdní dynamiky použít datové úložiště ve formě karty MMC.

3.1.4.3 Komunikace s kartou MMC

Paměťové karty MMC mohou používat dva módy komunikace. První z nich je nativně podporovaný MMC mód, a SPI mód, který bude využit v našem případě. Jak již jeho název napovídá, je přímo určen pro komunikaci přes SPI sběrnici.

V tomto módu je délka komunikace automaticky dělena na jednotlivá 8bitová slova.

Protokol komunikace je tvořen

- povelů
- odpověďmi
- datovými bloky

Bitová podoba jednotlivých příkazů a odpovědí, jakož i kompletní popis inicializace a posloupnost komunikace s kartou je obsažena v manuálu MMC, který je přílohou této práce. Komunikaci zahajuje a po celou dobu řídí mikrokontrolér. Vydává také příkazy, na které karta reaguje odpověďmi. Při komunikaci v módu SPI je možné a v některých případech i vhodné využít vnitřní registry paměťové karty. Jsou to:

Registr OCR (z angl. Operation Condition Register), tedy registr pracovních podmínek. Uchovává informaci o rozsahu napětí, s jakým je karta schopna pracovat a je nositelem status bitu, jehož hodnota se automaticky nastaví do log. 1 po úspěšné inicializační sekvenci.

Registr CID (z angl. Card Identification Register), tedy registr identifikace karty. Skládá se ze 16ti bitů, přičemž hodnota je neměnná, daná výrobcem a slouží pro identifikaci karty.

Registr CSD (z angl. Card Specific Register). Tento registr obsahuje velmi důležitá data, která ovlivňují přístup ke kartě. Obsahuje informace o maximální přenosové rychlosti, délce přenosového bloku, celkové velikosti paměti, identifikaci použitého souborového systému a vlastní CRC kontrolní součet.

Použití těchto registrů je nezbytné, zejména, rozhodneme-li se pro koncepci výměnného datového úložiště a budeme pracovat se zvoleným souborovým systémem.

3.1.4.4 Souborové systémy FAT

Souborový systém je označení pro způsob organizace informací na datovém úložišti ve formě souborů tak, aby bylo možné snadno je najít a přistupovat k nim. Souborové systémy musí používat paměťová média jako pevný disk, disky CD a DVD, mohou poskytovat přístup k datům uloženým na serveru (síťové souborové systémy, např. NFS, SMB nebo 9P) nebo mohou poskytovat přístup k čistě virtuálním datům (např. procfs v Linuxu). Souborový systém umožňuje ukládat data do souborů, které jsou označeny názvy. Obvykle také umožňuje vytvářet adresáře, pomocí kterých lze soubory organizovat do stromové struktury.

Souborový systém FAT (z angl. File Allocation Table) je v současnosti nejjednodušší a nejuniverzálnější souborový systém, používaný z tohoto důvodu zejména u výměnných médií jako paměťové karty, USB flash disky a podobně. Název pochází od tabulky shromažďující informace o rozdělení a obsazení disku, která je na každém médium přítomná. Systém FAT byl původně vyvinut v srpnu 1980 pro QDOS, předchůdce MS-DOSu, neuměl používat adresářovou strukturu a pro adresování jednotlivých sektorů používal 12bitů, což mu umožňovalo teoreticky adresovat až 2MB prostor. Následovala další verze uvedená v roce 1983, která umožňovala plné využití adresářové struktury a pro adresování clusteru používala 16bitů. Jednotlivé clustery mohly být tvořeny buďto jedním sektorem, nebo více sektory, jejichž počet však musel být tvořen mocninou čísla 2, až do čísla 64, což omezovalo maximální velikost clusteru na 32kB. Použití jednosektorové varianty omezovalo maximální velikost disku na 32MB a při maximální velikosti clusteru na 2GB. Tato nejrozšířenější verze vešla do povědomí jako FAT16, s modifikací FAT12 pro 12bitovou verzi.

S nástupem Windows 95 v roce 1995 přišlo rozšíření FAT16 a FAT12 s názvem VFAT. Jeho výhodou byla podpora dlouhých jmen souborů, než u původního FAT, které bylo omezeno na 8 regulérních znaků + 3 znaky tzv. přípony. Tohoto rozšíření bylo dosaženo pomocí toho, že každý soubor s dlouhým názvem obsahuje v seznamu adresářových položek více záznamů za sebou, přičemž poslední z nich je standardním FAT záznamem. Ve spolupráci s předchozími záznamy, které odkazují na poslední standardní FAT záznam je zajištěna zpětná kompatibilita.

Rok 1997 přinesl verzi FAT32, která umožňovala použít 32bitů pro adresování clusteru, takže limit pro adresování dat se zvýšil na 2TB. V praxi však díky různým omezením byl limit tohoto systému stanoven na 32 a později 128GB. Největším problémem tohoto souborového systému je omezení maximální velikosti souboru na 4GB, což například znemožňovalo vytváření tzv. obrazů DVD (DVD image) na pevném disku. Systémy Windows NT/2000/XP však se svým nástupem přináší pro pevné disky nový, s původním FAT16 nekompatibilní, souborový systém nazývaný NTFS (z angl. New Technology File System). Pro výměnná média však stále používají systém FAT, u kterého zavádí možnost zvětšení clusteru na 64kB a tím zvětšení adresovatelného prostoru na 4GB. Pro systémy Enhanced-DR-DOS a FreeDOS bylo v roce 2006 nezávislými programátory publikováno rozšíření FAT+, které je s původním FAT16 zpětně kompatibilní a zvyšuje limit pro maximální velikost souboru ze 4GB na 256GB. Nejnovějším souborovým systémem je v roce 2007 oznámený exFAT, který je vyvinutý na základě systému FAT, ale není s ním zpětně kompatibilní.

Každý první sektor logické oblasti disku, která je označována také jako diskový oddíl, logický oddíl, svazek nebo partition, obsahující souborový systém FAT se skládá ze dvou základních částí. První je blok parametrů disku a druhou pak spouštěcí kód svazku. Blok parametrů disku

obsahuje specifické informace o svazku jako např. verze, počet sektorů na cluster, počet rezervovaných sektorů před první FAT, počet FAT, počet sektorů kořenového adresáře, celkový počet sektorů na disku, ve FAT tabulce a název svazku. Spouštěcí kód svazku je program, který zahájí proces spouštění operačního systému (u systémů MS-DOS a Windows 9x načte soubor IO.SYS a předá mu řízení).

V alokační tabulce souborů (FAT) je detailně popsáno přiřazení každého clusteru v oddílu, přičemž každý záznam odpovídá jednotlivému clusteru. Na disku je většinou uložena ve dvou kopiích bezprostředně za sebou, přičemž druhá je použita v případě chyby první. Přiřazení clusteru ve FAT tabulce může nabývat různých specifických hodnot, jako např. volný (0x0000), vadný (0xFFFE), cluster indikující konec souboru (0xFFFF), nebo obsahuje číslo následujícího clusteru souboru. Kořenový adresář obsahoval v původní verzi jednoduchou databázi obsahující veškeré informace o všech souborech, které jsou známy operačnímu systému, v příslušném oddílu. Se zavedením podadresářů (tedy dalších adresářů kromě tohoto) se stal kořenem stromové hierarchie adresářů. Záznam o podadresáři v něm uložený neobsahuje žádné informace o souborech uložených v tomto podadresáři (ani součet velikostí), pouze informace o podadresáři. Pokud bychom tedy chtěli pracovat s databází souborů, museli bychom přečíst všechny adresáře (pro běžnou práci se svazkem to ovšem není nutné). U systémů FAT16 a FAT12 je jeho velikost pevně stanovena při vytváření souborového systému, od verze FAT32 může být uložen kdekoliv a jeho velikost může libovolně narůstat.

Po zvážení všech parametrů jednotlivých souborových systémů, se pro použití s kartou MMC jeví jako nejvhodnější souborový systém FAT16. Hlavním důvodem je dostatečná schopnost adresovacího prostoru a široká kompatibilita.

3.1.5 Vnitřní komunikace

Vnitřní komunikace mezi jednotlivými komponenty měřicího systému je velmi důležitá. Komunikace probíhá po datové sběrnici SPI, kterou podporují jednotlivé komponenty systému.

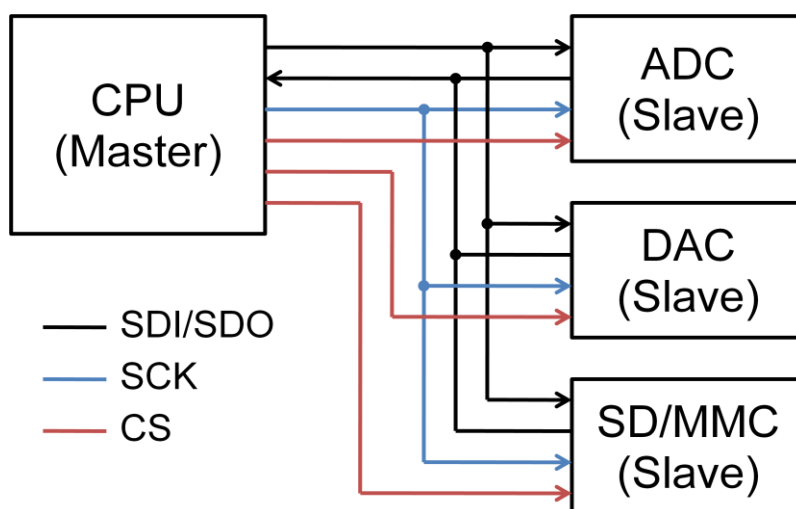
SPI sběrnice je standardizovaným systémem sériové komunikace více zařízení s použitím jediné společné sběrnice vyvinutý firmou Motorola. Zkratka SPI, tedy Serial Peripheral Interface, je volně přeloženo rozhraní pro sériovou komunikaci mezi periferiemi. Toto rozhraní používá rozdělení slave a master, ve kterém je komunikace inicializována vždy master zařízením. SPI je plně duplexní rozhraní a používá 4 aktivní vodiče. Plně duplexní znamená, že komunikace může současně probíhat oběma směry.

K tomu jsou určeny dva vodiče označované jako *SDI* a *SDO*, tedy Serial Data In (vstup pro příjem dat) a Serial Data Out (výstup pro odesílání dat).

Tyto dva datové vodiče jsou doplněny o synchronizační hodinový vodič *SCK* (Serial Clock), který všem slave zařízením distribuuje synchronizační signál od master zařízení, takže žádné slave zařízení nemusí obsahovat vlastní přesný zdroj impulsů.

Posledním vodičem, který však není společný pro všechna zařízení na sběrnici, avšak je pro její funkci nezbytně nutný sdílí-li sběrnici více než 2 zařízení, je vodič *CS* (Chip Select), který

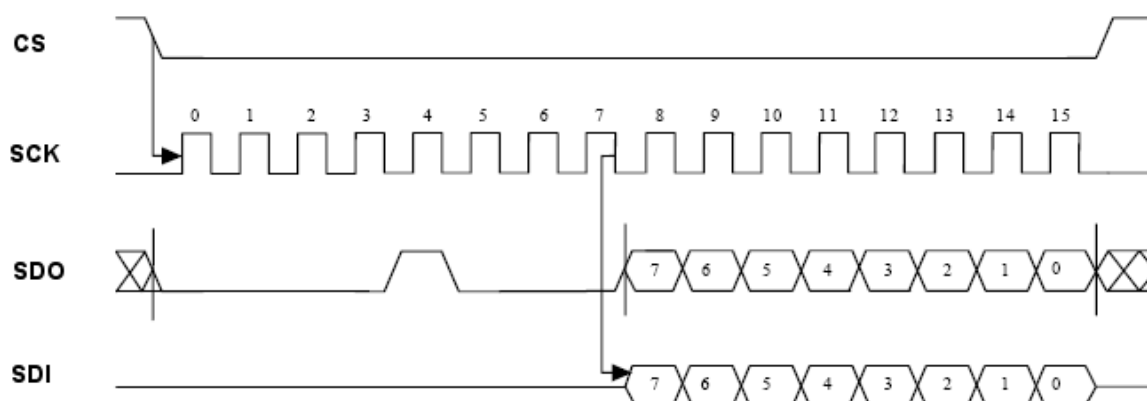
slouží master zařízení k výběru aktivního slave zařízení, se kterým bude komunikovat. Blokové schéma komunikace po SPI sběrnici je na Obr. 76.



Obr. 76: Blokové schéma sériové komunikace SPI

Je zřejmé, že oproti klasické koncepci sériové komunikace bude mít sběrnice SPI větší propustnost při stejné frekvenci, nejen díky tomu že je plně duplexní, ale také proto, že použitím signálu *CS* odpadá nutnost adresovat slave zařízení komunikací po datové sběrnici.

Nezanedbatelné jsou i výhody jednotného hodinového signálu synchronizujícího komunikaci. Rovněž komunikace po datové sběrnici je velmi jednoduchá. Master zařízení změnou signálu *CS* z logické 1 na úroveň logické 0 inicializuje komunikaci s vybraným zařízením. Zahájí přenos hodinového signálu vodičem *SCK*, načež obě zařízení začnou vysílat data tak, že vodič *SDI* je pro master zařízení vstup a slave zařízení výstup a naopak *SDO* je pro master zařízení výstup a pro slave zařízení vstup dat. S každým hodinovým cyklem dojde k přenosu jednoho bitu. Přenos ukončí master tím, že ukončí přenos hodinového synchronizačního signálu *SCK* a signál *CS* pro dané slave zařízení nastaví do logické úrovně 1. Typický příklad komunikace je na Obr. 77.



Obr. 77: Posloupnost komunikace na sběrnici SPI [11]

Touto sběrnici je vybavena široká škála analogově digitálních převodníků z produkce Linear Technology, Microchip i Texas Instruments, dříve Burr-Brown. Patrně největší výhodou však je, že toto komunikační rozhraní podporují od základu všechny MMC a SD karty, což velmi

usnadňuje jejich eventuální implementaci do měřicího řetězce. V této a podobných aplikacích je to neocenitelná výhoda, která značně ulehčí výpočetní zátěž řídicímu mikrokontroléru který tak může pouze zprostředkovávat přenos dat mezi analogově digitálním převodníkem a paměťovou kartou, nejsou-li požadovány dodatečné úpravy signálu.

Pro účel vnitřní komunikace není sběrnice SPI jedinou volbou. Různé A/D převodníky podporují i různé jiné komunikační rozhraní, jako obecné paralelní, nebo standardizované sériové IIC. Její nepřekonatelná výhoda je však to, že ji podporují paměťové karty formátu SD/MMC. Tento důvod, společně s tím, že je zbytečné pro vnitřní komunikaci použít několik druhů sběrnic, hovoří jednoznačně pro použití sběrnice SPI.

3.1.6 Vstupní signálový filtr

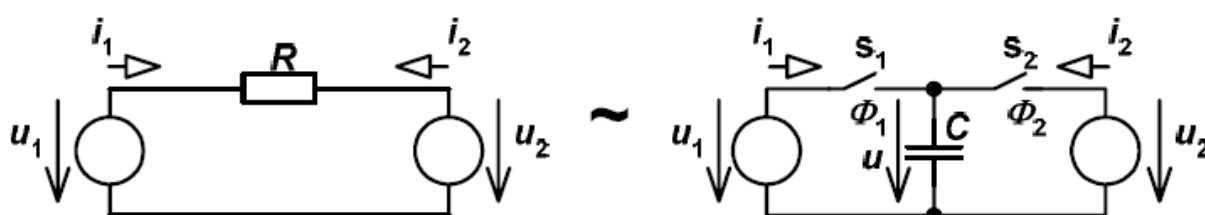
Jak již bylo řečeno v úvodní kapitole o měřicích filtrech, je naprosto nezbytné, aby ve vstupním signálu byly pomocí filtru typu dolní propust potlačeny ty frekvence, které analogově digitální převodník nedokáže zpracovat a které by tak způsobily vznik chyby měření vlivem aliasingu. Jak je zřejmé z kapitoly o měřicích filtrech, je problematika filtrace dosti ožehavá. Špatnou volbou filtru je možné užitnou hodnotu celého systému značně omezit. Realizovat filtr pomocí pasivních součástek by zřejmě nebylo vhodné, rozhodl jsem se proto použít běžně dostupný integrovaný filtr realizovaný technologií spínaných kapacitorů.

3.1.6.1 Filtry realizované technologií spínaných kapacitorů

Díky použití technologie spínaných kapacitorů je možné naprosto eliminovat ve filtru přítomnost rezistoru, tedy prvku, který v integrované podobě zabírá největší plochu. V této koncepci je nahrazen, jak již název napovídá, kombinací kapacitoru s polovodičovým MOS spínačem. Princip je zřejmý z Obr. 78 a následující rovnice, která vyjadřuje vztah mezi odporem rezistoru R , který nahrazujeme, kapacitou C , kterou budeme realizovat a vzorkovací periodou T .

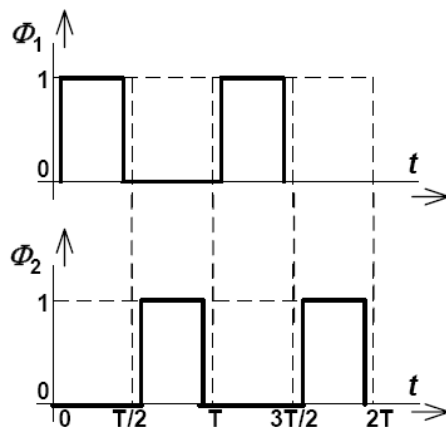
$$i = \frac{u}{R} \approx i_{ekv} = \frac{q}{T} = \frac{C_u}{T} = \frac{u}{R_{ekv}} \Rightarrow R_{ekv} = \frac{T}{C}. \quad (8)$$

Hlavními výhodami technologie spínaných kapacitorů je, že je lze v rámci integrovaných obvodů snadno realizovat pomocí CMOS technologie s přesností kapacit řádově až 0,01%, na rozdíl od 5-20% přesnosti při realizaci rezistorů stejnou technologií, což výrazně ovlivňuje přesnost zpracování vstupního analogového signálu. Spínače CMOS se pak v sepnutém stavu vyznačují jen velmi malým vlastním odporem v řádu desítek ohmů, což spolu s velmi dobrými teplotními charakteristikami, napěťovou linearitou a přesností časových konstant hovoří pro použití této technologie.



Obr. 78: Princip spínaných kapacitorů [25]

Na druhé straně však může docházet k rušení vstupního analogového signálu pronikáním řídicího hodinového signálu, nebo vlastního náboje přes spínače MOS do signálové cesty. Tyto negativní vlivy lze do určité míry eliminovat použitím nepřekrývajících se fází řídicího hodinového signálu, jako na Obr. 79. Také chyby přizpůsobení použitých kapacitorů negativně ovlivňují přesnost převodu a samozřejmě samotné kapacitory způsobují parazitní kapacity.

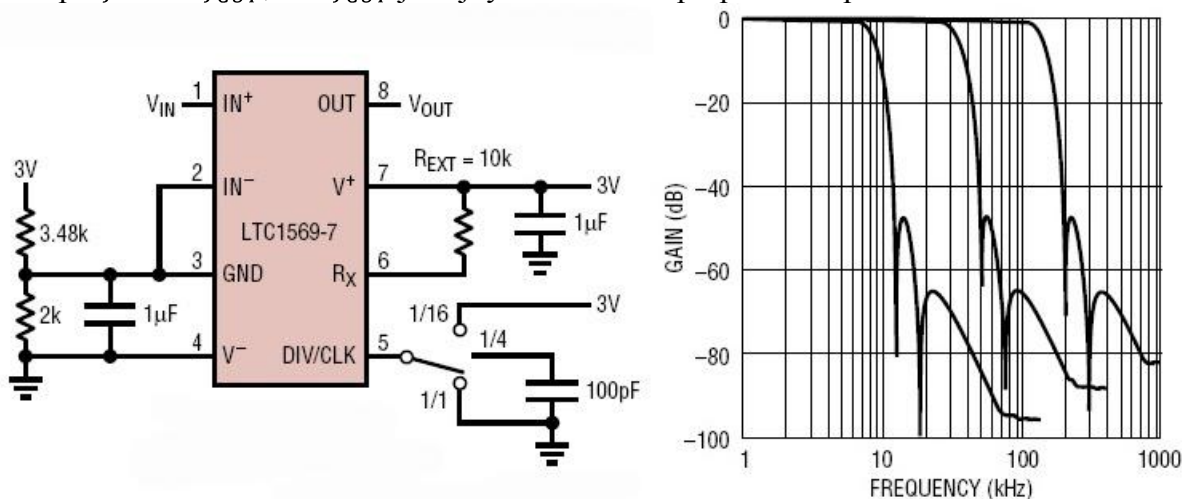


Obr. 79: Nepřekrývající se řídicí hodinové signály [25]

Jak bylo uvedeno v úvodu, technologie spínaných kapacitorů je na takové úrovni, že v oblasti antialiasingových měřicích filtrů je její postavení téměř suverénní díky četným výhodám, zejména pak implementaci celého měřicího filtru n -tého řádu do jediného čipu. Výrobou takových filtrů se zabývá prakticky každá firma zabývající se analogově digitálními převodníky. Řada z nich, jako Microchip, nebo Linear Technology dokonce vyvinuli vlastní aplikace, která po doplnění charakteristických hodnot požadovaného filtru vybere ze sortimentu dané firmy filtr odpovídající daným specifikacím.

3.1.6.2 Linear Technology LTC1569-7

Filtr LTC1569-7 vyráběný firmou Linear Technology je přeladitelná dolní propust desátého řádu. Svými charakteristickými vlastnostmi je předurčen pro použití v aplikacích přenosu a zpracování dat. Útlum filtru dosahuje úrovně 57dB při $f = 1,5 \cdot f_{CUT}$ a překračuje hodnotu 80dB při $f = 6 \cdot f_{CUT}$, kde f_{CUT} je nejvyšší frekvence propustného pásma viz. Obr. 80.

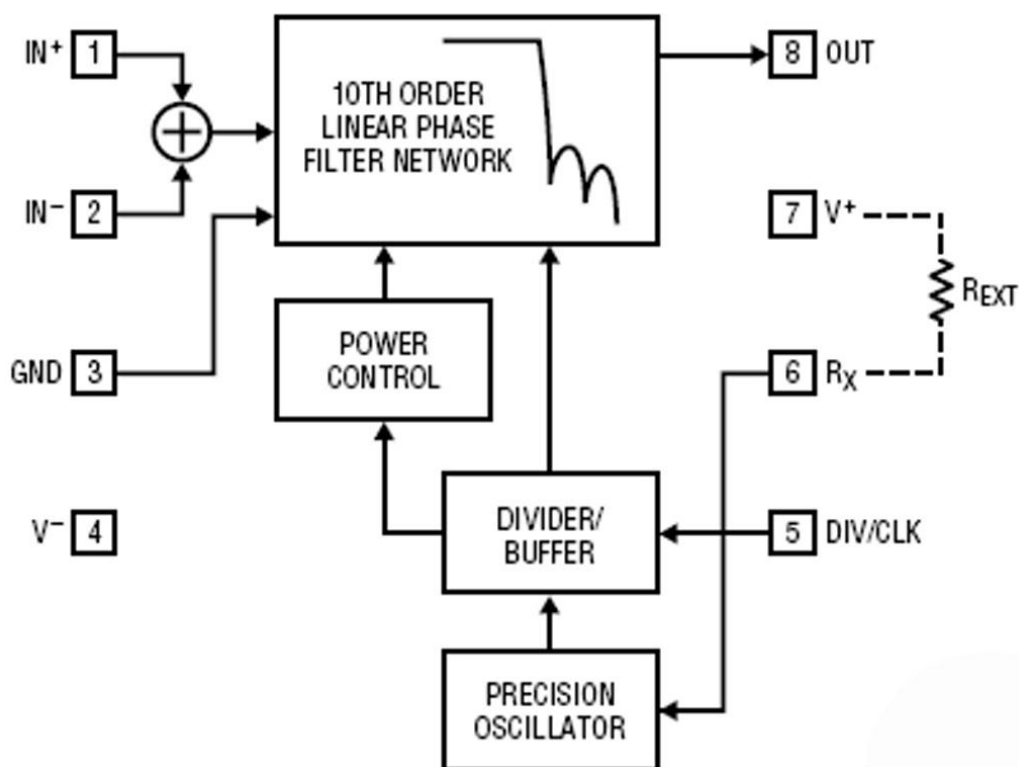


Obr. 80: Typické schéma zapojení a frekvenční charakteristika filtru LTC1569-7 [9]

Charakteristické vlastnosti filtru:

- nastavení horní frekvence propustného pásma jediným rezistorem
- horní frekvence propustného pásma
 - 300kHz (napájecí napětí $U_{DD}=5V$)
 - 150kHz (napájecí napětí $U_{DD}=3V$)
- filtr 10tého řádu, lineární průběh frekvenční charakteristiky propustného pásma
- možnost nesymetrického napájení
- podpora režimu nízké spotřeby
- diferenční, nebo jednoduché vstupy
- typická hodnota odstupů signál/šum až 80dB (napájecí napětí $U_{DD}=5V$)

Jak je zřejmé z blokového schéma tohoto filtru na Obr. 81, obsahuje tento filtr vlastní precizní oscilátor, což mu umožňuje pracovat bez externího zdroje přesného hodinového signálu. Další výhodou této koncepce je to, že frekvence vnitřního oscilátoru je nastavitelná pomocí rezistoru R_{EXT} připojeného mezi piny 7 a 8.



Obr. 81: Blokové schéma filtru LTC1569-7 [9]

Díky tomu je možné měnit horní frekvenci propustné části pásma f_{CUT} v rozsahu až 7mi oktáv, což je pro naše potřeby velice výhodné. Vzorec pro výpočet hodnoty horní mezní frekvence propustného pásma v závislosti na hodnotě R_{EXT} je

$$f_{CUT} = \frac{128 \cdot \left(\frac{1 \cdot 10^3}{R_{EXT}} \right)}{N}, \quad (9)$$

přičemž N , coby hodnota násobku děliče může nabývat celočíselné hodnoty rovné 1,4, nebo 6. Vzhledem k výše uvedeným výhodám, jsem se rozhodl tento filtr použít.

3.1.7 Napájecí zdroj

Pro napájení celého systému je nutné zajistit přísun vstupního napětí o určité hodnotě. Již při návrhu charakteristických parametrů navrhované jednotky byl rozsah vstupního napájecího napětí, s ohledem na co největší univerzálnost použití, specifikován na 10 až 15V. Tento rozsah umožňuje jednotku napájet jak z palubní sítě vozidla, na kterém je měřicí systém namontován, tak i z cizího zdroje, kterým může být jakýkoliv akumulátor, jehož napětí se pohybuje ve výše uvedeném rozpětí.

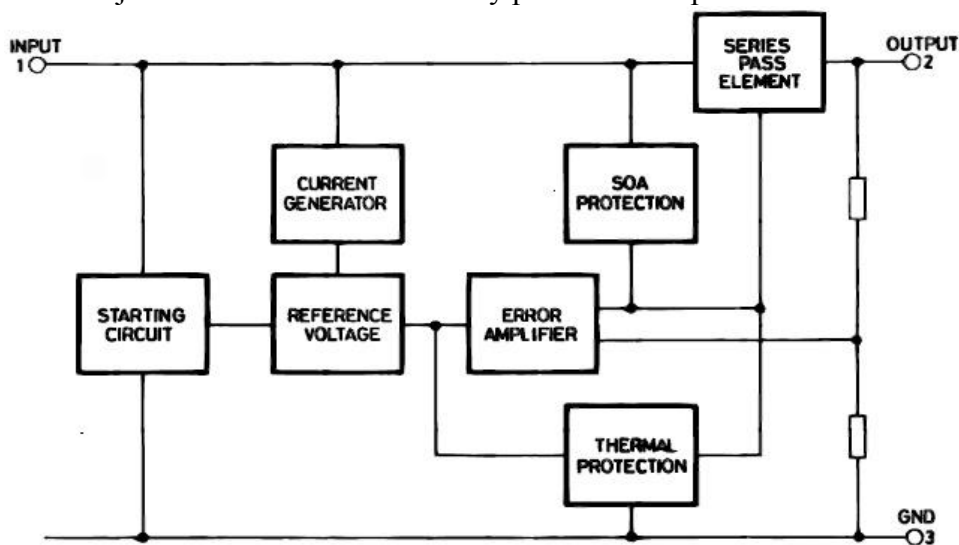
3.1.7.1 Integrované zdroje stabilizovaného napětí

Na napájecí zdroj se nekládou tak přísné požadavky, ohledně přesnosti výstupního napětí, jako u zdroje referenčního napětí, kterým se budu zabývat v další kapitole. Hlavním požadavkem na napájecí zdroj je, aby výstupní napětí bylo stabilizované a nekleslo pod spodní hranici napětí požadovaného jednotlivými částmi systému. V našem případě je nutné systému zajistit hned dvě různé úrovně napětí. Analogově digitální převodníky a mikrokontrolér vyžadují napájecí napětí hodnoty v rozmezí 4,5 až 7V s typickou hodnotou 5V a datové úložiště, kterým je MMC karta požaduje hodnotu napětí v rozmezí 2,7 až 3,6V s typickou hodnotou 3,3V.

S ohledem na výše uvedené požadavky jsem se rozhodnul použít dvojici integrovaných stabilizátorů napětí, které velký rozsah vstupního napětí dokážou stabilizovat s přijatelnou přesností na požadované hodnotě. V našem případě budou ze společného vstupního napájecího napětí v daném rozsahu stabilizovat dvě hodnoty výstupních napájecích napětí, $U_{DD1} = 5V$ pomocí stabilizátoru L7805 a $U_{DD2} = 3,3V$ pomocí LM317T. Oba stabilizátory jsou pod podobným označením v nabídce mnoha firem a jejich specifikace jsou si velmi podobné. Já jsem použil stabilizátory firmy STMicroelectronics.

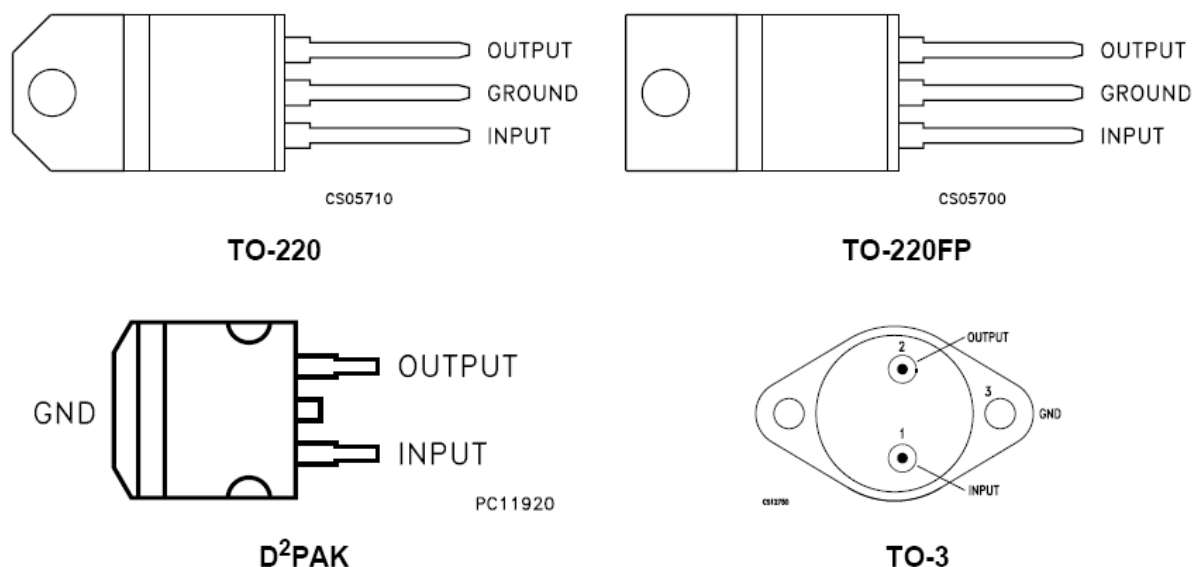
3.1.7.2 STMicroelectronics L7805

STMicroelectronics L7805 je integrovaný stabilizátor napětí. Výstupní napětí je stabilizováno na $U_{DD1} = 5V$, při maximální hodnotě výstupního proudu 1,5A. Jak je zřejmé z Obr. 82, stabilizátor obsahuje vestavěné ochranné obvody proti zkratu a přehřátí.



Obr. 82: Blokové schéma stabilizátoru 7805 [14]

Dodává se v několika variantách, lišících se tvarem pouzdra, všechny jsou shodně osazeny třemi vývody. Jedním společným pro vstupní i výstupní napětí, označeným jako GROUND, a dvěma pro připojení vstupního (INPUT) a výstupního napětí (OUTPUT). Pouzdra a přiřazení vývodů je znázorněno na Obr. 83.

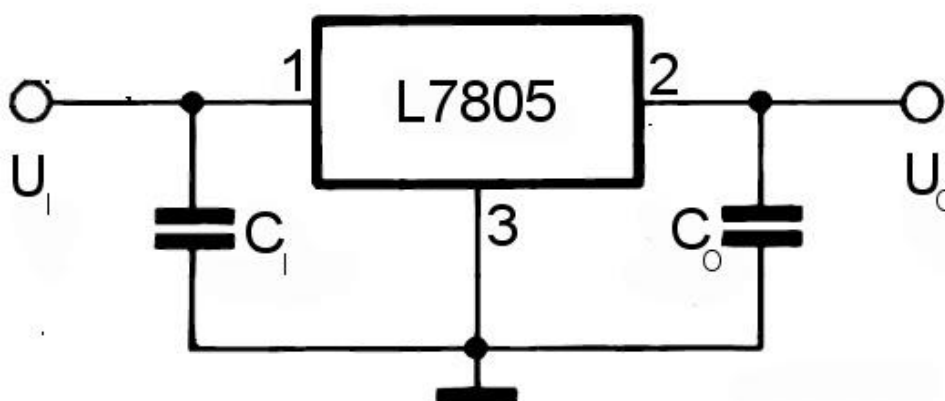


Obr. 83: Provedení a přiřazení kontaktů pro L7805 [14]

Charakteristické hodnoty stabilizátoru L7805:

- maximální hodnota vstupního stejnosměrného napětí je 20V
- minimální hodnota vstupního stejnosměrného napětí je 8V
- maximální hodnota proudového odběru je 1,5A
- povolený rozsah pracovní teploty je -55 až 150°C
- výstupní napětí se pohybuje v rozmezí 4,8 až 5,2V (typicky 5V)
- typická hodnota teplotního driftu je 0,6mV/°C

Rozpětí napájecího napětí je mnohem větší nežli námi předem požadované rozpětí vstupního napájecího napětí, což jen rozšiřuje možnosti dané jednotky. Je však třeba brát ohled na úbytek napětí na diodách usměrňovacího můstku, který by měl být stabilizátoru předřazen, chceme-li jako vstupní napětí použít napětí střídavé.

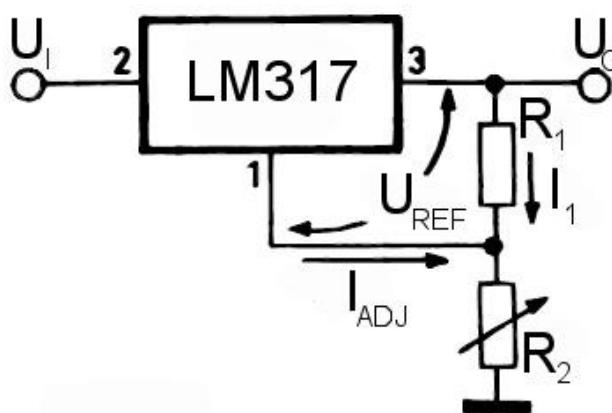


Obr. 84: Typické schéma zapojení stabilizátoru napětí L7805 [14]

Z typického schéma zapojení na Obr. 84 je zřejmé, že stabilizátor, stejně jako ostatní prvky systému, pro svoji funkci nepotřebuje být obklopen množstvím externích součástek. V našem případě provedeme pouze filtraci vstupního a výstupního napětí pomocí dvojice kondenzátorů C_O a C_I . V případě, že chceme zaručit funkčnost systému i při napájení střídavým vstupním napětím, je třeba vstupní část doplnit o usměrňovací diodový můstek.

3.1.7.3 STMicroelectronics LM317T

Tento stabilizátor napětí je principiálně shodný s předchozím, s tím rozdílem, že s pomocí externích součástek, konkrétně dvojice rezistorů, nabízí možnost regulace výstupního napětí, v rozmezí hodnot 1,2 až 37V. Schéma zapojení je na Obr. 85.



Obr. 85: Schéma zapojení regulovatelného stabilizátoru napětí LM317 [15]

Poměr hodnot rezistorů R_1 a R_2 dává hodnotu výstupního napětí U_O podle vzorce

$$U_O = 1,25 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{ADJ} \cdot R_2. \quad (9)$$

Vliv úbytku napětí vlivem proudu I_{ADJ} protékajícím rezistorem R_2 z důvodu jeho zanedbatelné hodnoty zanedbáváme, takže výsledný vzorec pro výpočet výstupního napětí je

$$U_O = 1,25 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right). \quad (10)$$

Pro požadovanou hodnotu napětí $U_O = U_{DD2} = 3,3V$ pak jednoduše zvolíme hodnotu rezistoru R_1 např. $R_1 = 1k\Omega$ a po úpravě a dosazení známých hodnot do vzorce

$$R_2 = R_1 \cdot \left(\frac{U_O - 1,25}{1,25}\right), \quad (11)$$

dostaneme výslednou hodnotu rezistoru R_2 , v našem případě $R_2 = 1,67k\Omega$. Jak je ze schéma zapojení na Obr. 84 zřejmé, je vhodné, za účelem eliminace vlivu výrobních nepřesností hodnoty rezistorů, realizovat rezistor R_2 jako proměnný. Tímto způsobem lze eliminovat odchylky výstupního napětí způsobené i jinými, vedlejšími vlivy.

Provedení pouzder a vývodů je prakticky totožné s typem popisovaným v předchozí kapitole. Maximum vstupního napájecího napětí je až 40V. Minimum musí být vždy alespoň o 5V větší, nežli požadované nastavené výstupní napětí. V našem případě tedy alespoň 8,3V za usměrňovačem. Pro 5V větev napájení je možné použít totožný systém, hodnota minimálního vstupního napětí by se však z nynějších 8,3V požadovaných pro výstupní větev 3,3V, zvýšila na 10V pro 5V větev, která s použitím stabilizátoru L7805 vyžadovala minimum 8V.

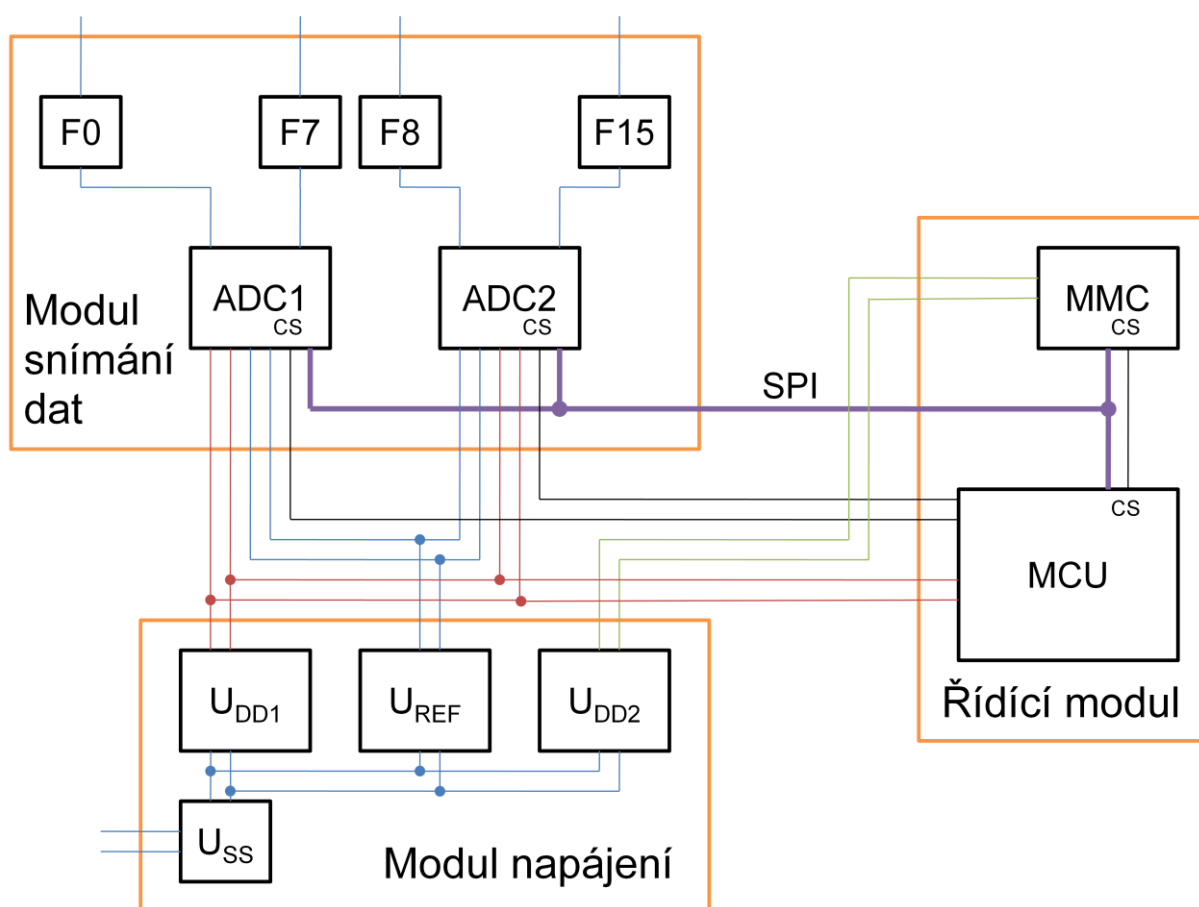
82

Z rodiny LT1790 tedy využijeme variantu s výstupním napětím 5V označenou jako LT1790-5. Typické zapojení tohoto zdroje referenčního napětí a označením jednotlivých vývodů je na Obr. 85. Varianta třídy A má přesné označení LT1790AIS6-5, varianta B pak logicky LT1790BIS6-5. Pro 5V variantu tohoto zdroje referenčního napětí, ve třídě přesnosti A, je typický rozsah výstupního napětí 4,9975V až 5,0025V, minimální hodnota napájecího napětí je 5,5V a maximální proudový odběr při zachování výše uvedeného rozsahu napětí je 5mA.

Jak je z výše uvedeného schéma (Obr. 86) zřejmé, stejně jako stabilizátory napětí používané k napájení, není ani tento zdroj napětí obklopovat dalšími externími součástkami. Doporučené jsou pouze dva filtrační kondenzátory C_I a C_O s typickými hodnotami $C_I = 0,1\mu F$ a $C_O = 1\mu F$. Všechny výše uvedené vlastnosti a charakteristiky našemu účelu vyhovují s více než dostatečnou rezervou.

3.1.9 Návrh konstrukce

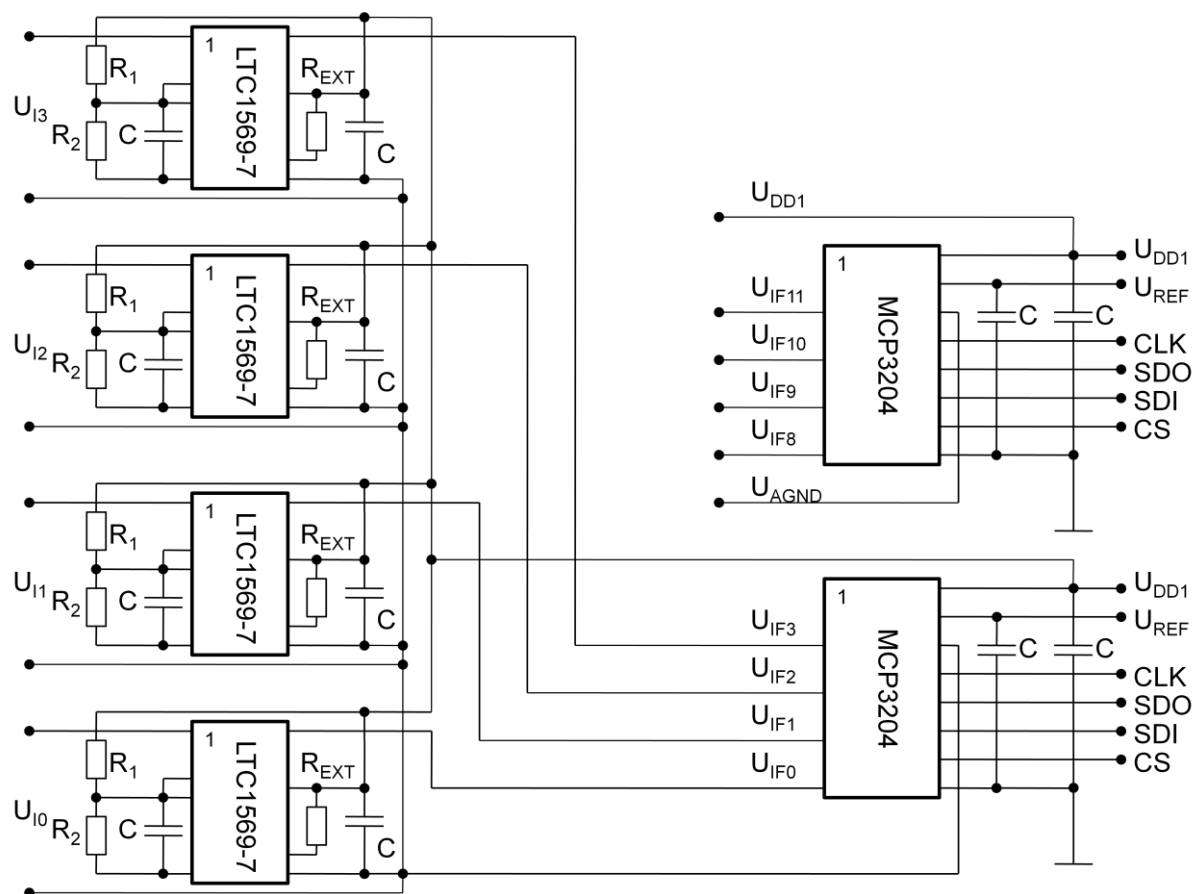
Konstrukce jednotky pro sběr dat jízdní dynamiky vozidla spočívá v zajištění funkčnosti jednotlivých modulů pomocí externích elektronických součástek a propojení těchto jednotlivých modulů pomocí třívodičové datové sběrnice SPI. Základní schémata zapojení byla většinou součástí návrhu jednotlivých modulů, v následujících několika odstavcích se tedy pokusím o jejich sumarizaci a shrnutí do jednotlivých samostatných funkčních celků tak, jak jsou logicky členěny a jak jsou znázorněny na blokovém schéma na Obr. 87.



Obr. 87: Blokové schéma návrhu jednotky

3.1.9.1 Modul snímání dat

Modul snímání dat tvoří dvojice osminásobných analogově digitálních převodníků Microchip MCP3208. Do analogových vstupních cest jsou vřazeny vstupní signálové filtry Linear Technology LTC1569-7. Modul musí být napájen napětím $U_{DD1} = 5V$ a musí být nezávislými cestami připojen ke zdroji referenčního napětí $U_{REF} = 5V$. K analogově digitálním převodníkům musí být připojena trojice společných vodičů, které tvoří sběrnici SPI a ke každému z nich musí být připojen samostatný signál výběru aktivního čipu CS. Schéma zapojení modulu snímání dat je na Obr. 88.



$U_{I0} .. U_{I3}$ – vstupní napětí od snímačů
 $U_{IF0} .. U_{IF11}$ – filtrovaná vstupní napětí
 U_{DD1} – napájecí napětí 5V
 U_{REF} – referenční napětí 5V
 R_1 – rezistor 3,48k Ω
 R_2 – rezistor 2k Ω
 R_{EXT} – rezistor 10k Ω
 C – kondenzátor 1 μ F

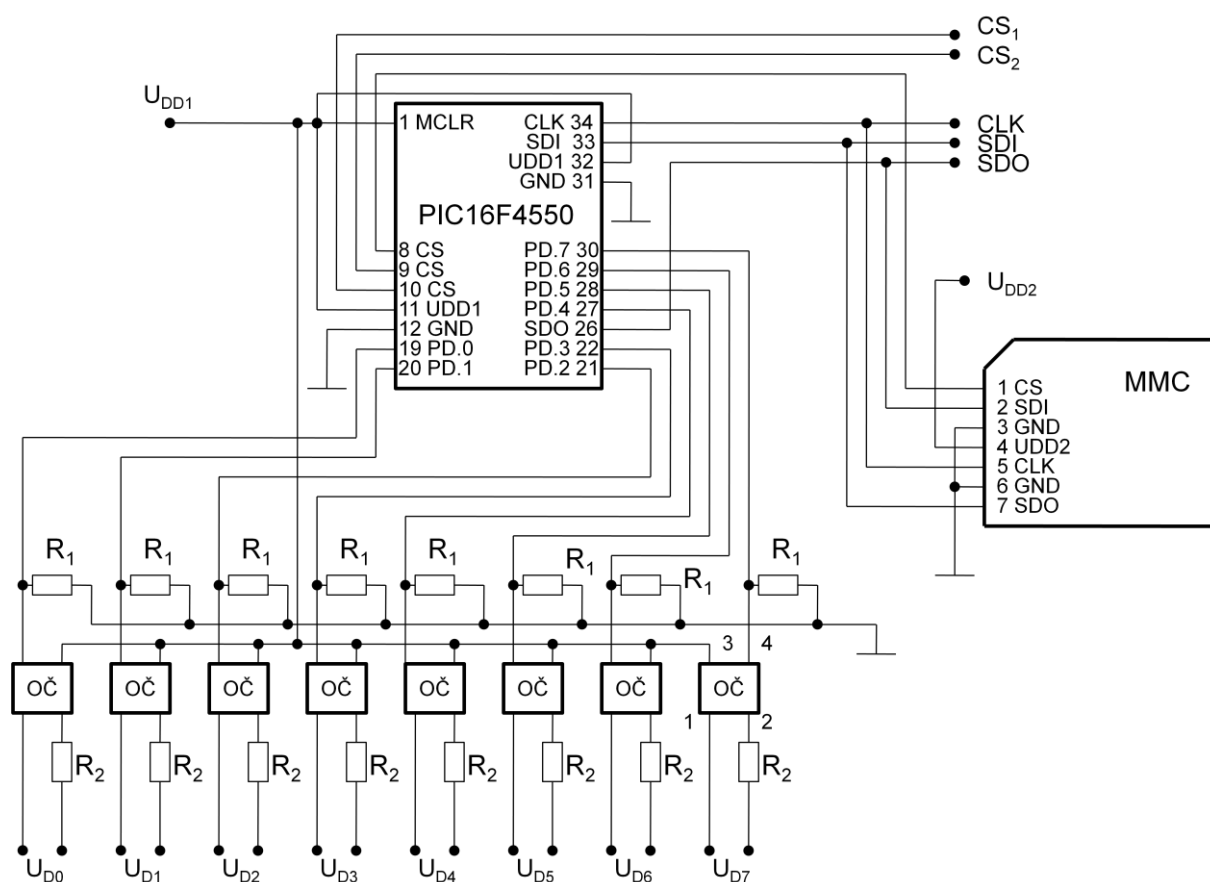
CLK – řídicí hodinový signál sběrnice SPI
SDO – datový kanál sběrnice SPI (výstup)
SDI – datový kanál sběrnice SPI (vstup)
CS – signál výběru aktivního čipu

Obr. 88: Schéma zapojení modulu snímání dat

Pro lepší orientaci je zobrazena pouze čtveřice filtrů LTC1569-7. Ostatních dvanáct je do signálových cest vřazeno naprosto shodným způsobem. Uzemnění analogové a digitální části je odděleno tak, aby nedocházelo k nežádoucímu rušení.

3.1.9.2 Řídící modul

Řídící modul je tvořen samostatným mikrokontrolérem, ke kterému je přes sběrnici třívodičovou sběrnici SPI připojena paměťová karta MMC a modul snímání dat. Trojice signálů CS je ze vstupně/výstupní brány mikrokontroléru rozvedena k MMC kartě a do modulu snímání dat. K další vstupně/výstupní bráně mikrokontroléru je připojeno osm digitálních vstupů, které jsou galvanicky odděleny pomocí optočlenů. I tento modul vyžaduje dvojici napájecích linek. Zatímco mikrokontrolér a optočleny jsou napájeny standardním napětím $U_{DD1} = 5V$, paměťová karta vyžaduje úroveň napájení $U_{DD2} = 3,3V$. Schéma zapojení řídicího modulu je na Obr. 89.



$U_{D0} .. U_{D7}$ – vstupní napětí od snímačů
 U_{DD1} – napájecí napětí 5V
 U_{DD2} – napájecí napětí 3,3V
 R_1 – rezistor 1kΩ
 R_2 – rezistor 50Ω
 R_2 – rezistor 2kΩ

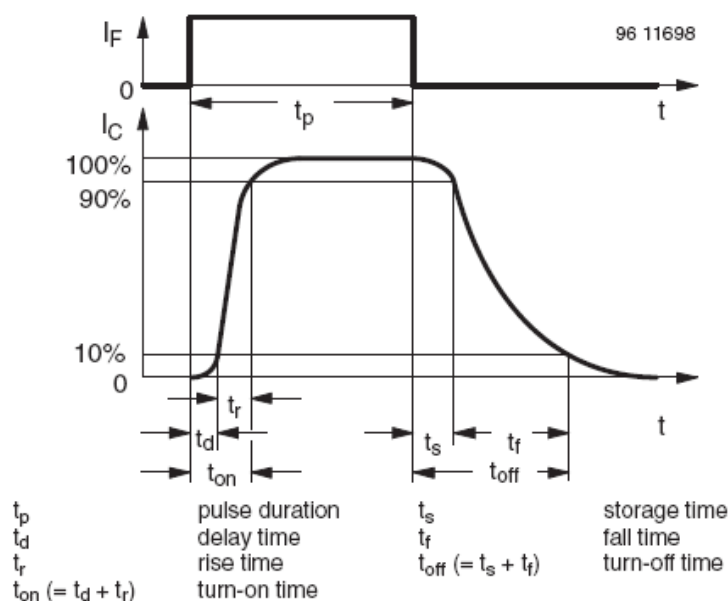
CLK – řídicí hodinový signál sběrnice SPI
SDO – datový kanál sběrnice SPI (výstup)
SDI – datový kanál sběrnice SPI (vstup)
CS_{1,2} – signál výběru aktivního čipu
OČ – optočlen Vishay TCLT1002

Obr. 89: Schéma zapojení řídicího modulu

Galvanické oddělení vstupních cest digitálních signálů je realizované pomocí optočlenů. Je tak zaručena ochrana řídicího modulu před rušením, případně před nežádoucím průnikem vyššího napětí do signálové cesty, které by mohlo poškodit vstupní bránu mikrokontroléru.

Optočlen je kombinace diody emitující světlo a fototranzistoru uzavřená ve společném pouzdře. Hodnota napětí vstupního signálu je emitována diodou ve formě světelného záření ve viditelném, nebo infračerveném spektru, které dopadá na PN přechod fototranzistoru, který tak dotuje a otevírá. Na výstupu tranzistoru je pak totožná hodnota napětí, jako na vstupu do optočlenu. Obě napětí jsou však galvanicky oddělena.

Vzhledem k tomu, že převod napětí na světelné záření a jeho zpětná transformace zpět v elektrické napětí není realizována ideálními prvky, dochází při ní k malým časovým prodlevám, které mají negativní vliv na tvar přenášeného signálu, jak je vidět ze spínací charakteristiky optočlenu na Obr. 90.



Obr. 90: Spínací charakteristika optočlenu Vishay TCLT1002 [13]

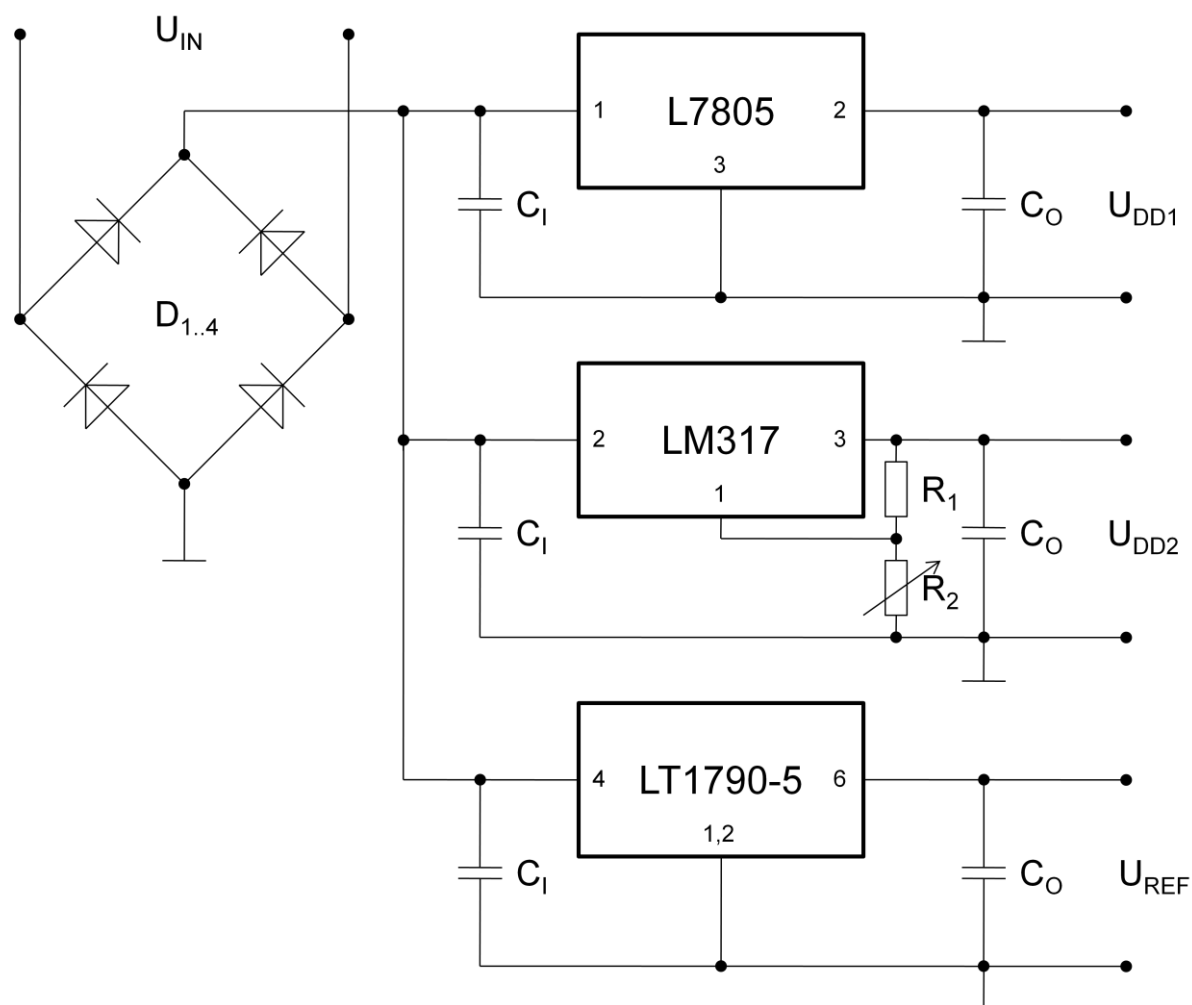
Vzhledem k tomu, že hodnoty zpoždění se pohybují v řádech jednotek μs , není nutné tento vliv kompenzovat. Při návrhu jsem uvažoval optočleny Vishay TCLT1002, jejichž hodnota horní mezní frekvence je 110kHz. Předpokládám, že vzorkovací frekvence digitálních vstupů nebude dosahovat ani poloviny této hodnoty. V případě, že by byla horní hranice vzorkovací frekvence vyšší, než 100kHz, bylo by nutné použít jiný typ optočlenu.

3.1.9.3 Modul napájení

Modul napájení se skládá z usměrňovače tvořeného usměrňovacími diodami, dvojice usměrňovačů pro jednotlivá napájecí napětí a zdrojem referenčního napětí pro analogově digitální převodníky. Vstupní napětí U_{IN} je přivedeno na usměrňovací můstek. Usměrněné vstupní napětí je poté rozvedeno do všech tří stabilizátorů. Výstupní napětí U_{DD1} , U_{DD2} a U_{REF} jsou následně distribuována do modulu snímání dat a řídicího modulu. Schéma zapojení modulu napájení je na Obr. 91.

Modul napájení je ve vstupní části doplněn o usměrňovací můstek, který chrání napájecí modul před potenciální destrukcí vlivem připojení střídavého napětí, napětí o vyšší hodnotě, než je ve specifikacích, případně napětí připojenému s obrácenou polaritou. Tento usměrňovač tvoří čtveřice usměrňovacích diod uspořádaná v zapojení tzv. Grätzova můstku.

Typický úbytek napětí na jedné usměrňovací diodě je $\Delta U_D = 0,7V$. Proud prochází vždy dvojicí diod, takže celkový úbytek vstupního napájecího napětí je $\Delta U_C = 2 \cdot \Delta U_D = 1,4V$. O tuto hodnotu je tedy nutno navýšit minimální hodnotu vstupního napájecího napětí. Hodnota vstupního napětí tedy musí být v rozmezí 10 až 18V, což dostatečně splňuje požadované parametry.



$D_1 \dots D_4$ – usměrňovací diody
 C_1 – kondenzátor $0,1\mu F$
 C_0 – kondenzátor $1\mu F$
 R_1 – rezistor $1k\Omega$
 R_2 – trimr $1,67k\Omega$

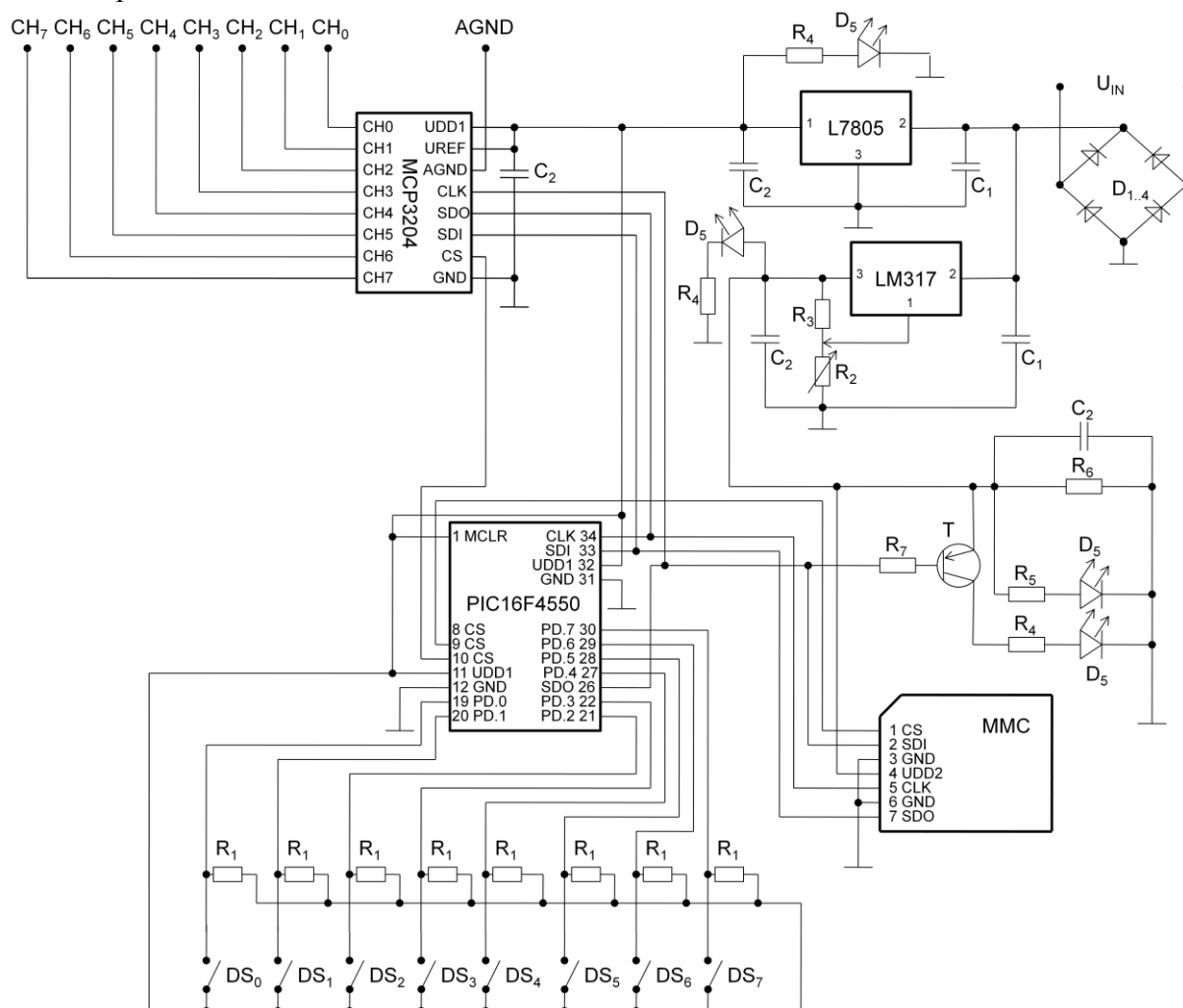
U_{IN} – vstupní napájecí napětí 10 až 18V
 U_{DD1} – napájecí napětí 5V
 U_{DD2} – napájecí napětí 3,3V
 U_{REF} – referenční napětí 5V

Obr. 91: Schéma zapojení modulu napájení

Napájecí modul je primárně určen pro napájení jednotky pro sběr dat. Zdroj referenčního napětí je rovněž určen pouze pro potřebu analogově digitálních převodníků. Pro napájení snímačů, které vyžadují referenční úroveň napětí, a jejichž proudové nároky překračují možnosti vnitřní reference, je nutné použít jiného zdroje referenčního napětí.

3.1.9.4 Řešení testovací verze jednotky

Celkové řešení jednotky pro sběr dat jízdní dynamiky vozidla jsem se rozhodnul realizovat nejprve v poněkud zjednodušené verzi. Schéma zapojení je na Obr. 92, a reálná podoba je pak na Obr. 93. Tato verze byla sestavena na nepájivém kontaktním poli za účelem kontroly a odladění prvních funkčních verzí softwaru řídicího mikrokontroléru.

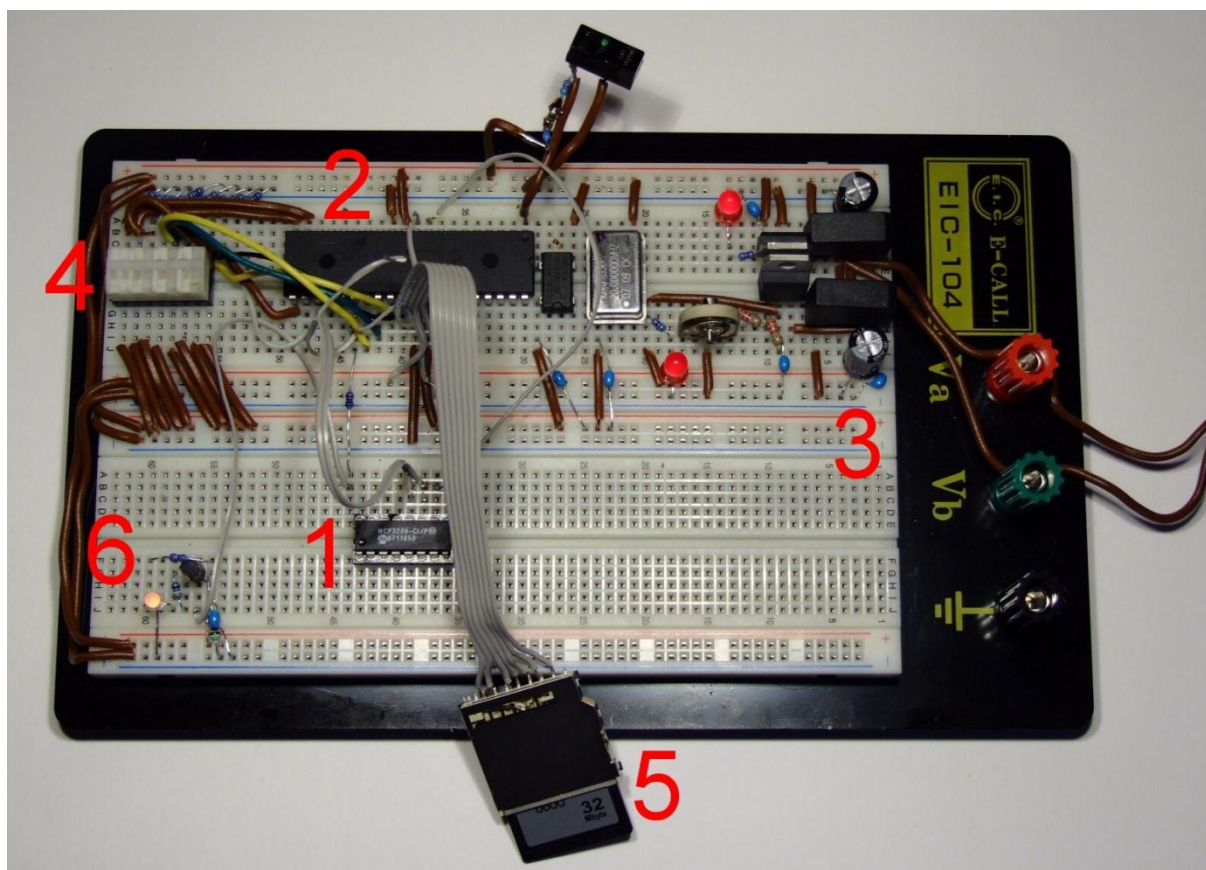


CH_{0..7} – analogové vstupy
AGND – společný vodič analogových vstupů
U_{IN} – vstupní napájecí napětí
U_{DD1} – napájecí napětí 5V
U_{DD2} – napájecí napětí 3,3V
U_{REF} – referenční napětí 5V
DS_{0..7} – DIP přepínače
CS – signál SPI pro výběr čipu
SDI – signál SPI, vstup dat
SDO – signál SPI, výstup dat
CLK – hodinový signál SPI

R₁ – rezistor 1kΩ
R₂ – trimr 1,67kΩ
R₃ – rezistor 1kΩ
R₄ – rezistor 470Ω
R₅ – rezistor 2,2kΩ
R₆ – rezistor 100kΩ
R₇ – rezistor 10kΩ
C₁ – kondenzátor 0,1μF
C₂ – kondenzátor 1μF
D_{1..4} – usměrňovací diody
D₅ – LED dioda
T – Tranzistor BC327

Obr. 92: Schéma zapojení testovací verze jednotky

Modul snímání dat je v této verzi tvořen jedním analogově digitálním převodníkem, bez použití vstupních filtrů, na Obr. 93 je označen pozicí 1. Jednoduché, přesně definované, spojitě vstupní signály se pro účely testování vytváří pomocí funkčních generátorů. Filtry zabráňující aliasingu zde proto nejsou nutné, jejich nepřítomnost v měřicím řetězci naopak umožňuje zkoumat nastupující rušivé projevy aliasingu.



Obr. 93: První verze navrhované jednotky určená pro přípravu a ladění softwaru

Řídicí modul je bez významných změn. Pouze digitální vstupy, jejichž činnost je pro testování nahrazena DIP spínači (Obr. 93, pozice 4), není v tomto případě třeba od mikrokontroléru (Obr. 93, pozice 2) oddělovat pomocí optočlenů. Při simulaci signálu o vyšších frekvencích, by však bylo vhodnější je do signálové cesty vřadit. Zkreslení vstupního digitálního signálu jejich prostřednictvím (Obr. 90) by tak bylo možné v laboratorních podmínkách nejprve změřit a případně provést nápravu nahrazením tohoto typu optočlenu jiným, s vyšší mezní frekvencí. Naopak testovací verze jednotky obsahuje navíc jednoduchý obvod pro sledování činnosti sběrnice SPI (Obr. 93, pozice 6), realizovaný LED diodou s pomocným obvodem. Připojení paměťové karty MMC (Obr. 93, pozice 5) je realizováno pomocí slotu, který umožňuje její výměnu.

Modul napájení (Obr. 93, pozice 3), upravený pro účely testování, neobsahuje zdroj referenčního napětí. Jako zdroj referenčního napětí pro analogově digitální převodník slouží jedna z běžných napájecích větví. Pro kontrolu činnosti napájecího modulu obsahuje každá z těchto napájecích větví LED diodu signalizující nenulovou hodnotu napětí v dané větvi.

3.2. Návrh měřených veličin a použitých snímačů

V této kapitole se budu věnovat návrhu měřených veličin pro vozidla formulového typu, kterými disponuje, nebo v budoucnosti bude disponovat Ústav automobilního a dopravního inženýrství, jako je existující Formule Ford a plánovaná Formule SAE tak, aby bylo možností systému využito co nejlépe.

Navrhovaný systém pro sběr dat je schopen snímat 16 kanálů spojitého analogového signálu v napěťovém rozmezí 0 až 5V, což je standardní napěťový rozsah prakticky všech snímačů pro tento účel používaných. Dále je možné snímat průběh 8mi kanálů digitálně, což je možné využít pro pomocná měření, ve spolupráci se speciálními snímači, které poskytují signál v této formě.

Analogových vstupů jednotky je nejlépe využít pro snímání veličin, jejichž hodnota je z hlediska dynamiky vozu velmi důležitá. Po četných konzultacích a důkladné rozvaze jsem se rozhodl kapacitu těchto vstupů vyčerpat následujícím způsobem:

- měření zdvihu tlumičů 4x
- měření úhlu natočení volantu
- měření atmosférického tlaku vzduchu a tlaku v sání
- měření tlaku v brzdové soustavě
- měření polohy škrtkové klapky
- měření tlaku oleje
- měření teploty oleje, chladicí kapaliny (2x) a převodovky
- měření teploty vzduchu
- měření teploty výfukových plynů 2x

Pro 8 digitálních vstupů navrhuji použít měření těchto veličin:

- otáčky motoru a kol
- sepnutí spínače MARK

3.2.1 Zdvih tlumičů

Tento typ měření podává velmi přesnou informaci o poloze jednotlivých kol v průběhu jízdy. S pomocí dat získaných těmito snímači, zejména v návaznosti na hodnotách ze snímačů zrychlení v jednotlivých osách, lze snadno optimalizovat nastavení charakteristických veličin ovlivňujících jízdní charakteristiky vozidla na trati.

Pro daný účel se nejlépe hodí lineární odporová čidla polohy, jejichž princip byl popsán v kapitole 2.3.3.1 této práce. Jednou z možností je použít snímač VLP 15, z nabídky firmy MMCompetition Systems (Obr. 94). Jedná se o lineární potenciometr vhodný do extrémních podmínek, vybavený vnitřní elektronikou a těsněný „O“ kroužkem. Nabízí se v široké škále délek od 50 do 250mm a s různým provedením přípojného konektoru. Snímač je napájený stejnosměrným napětím o hodnotě 5V, výstupem je napětí v rozsahu 0 až 5V. Připojení je 3 vodičové.



Obr. 94: MMCompetition Systems VLP 15 [8]

3.2.2 Úhel natočení volantu

Hodnota této veličiny je velmi důležitá pro stanovení úhlové odchylky mezi požadovanou a skutečnou podélnou osou vozidla, zjišťovanou pomocí snímačů zrychlení a úhlové rychlosti. Tohoto měření se používá i u sériových automobilů, kde překročení kritické hodnoty této odchylky uvádí v činnost systémy řízení podvozku, jako ESP.



Obr. 95: Rotary Steering Sensor GL [8]

Stejně, jako v předchozím případě, je pro tento účel nejvhodnější použít odporové čidlo polohy, popisované v kapitole 2.3.3.1, tentokrát v rotační variantě. Vhodnou alternativou je např. Rotary Steering Sensor GL opět od firmy MMCompetition Systems (Obr. 95).

Jde o univerzální rotační odporový snímač polohy, kterým je možné měřit natočení úhlu volantu v rozpětí 346° . Tento snímač není vybaven koncovými dorazy, aby neomezoval natočení volantu o větší hodnotu, než je rozsah snímače. Tím se zabrání jeho případnému poškození. Připojení je stejné, jako v případě předchozího snímače. I tento snímač vyžaduje napájení.

3.2.3 Atmosférický tlak a tlak v sání

Atmosférický tlak a hodnota tlaku v sání motoru jsou důležité hodnoty, které umožní sledování funkce motoru zejména za účelem kontroly a optimalizace spalovacího procesu a určení režimu, v jakém spalovací motor pracuje. Měření se provádí převážně pomocí piezorezistivních snímačů tlaku, jejichž princip byl popsán v kapitole 2.3.2.1.



Obr. 96: Air Pressure Sensor (MMCompetition Systems) [8]

Jednou z možných variant je APS – Air Pressure Sensor (Obr. 96) firmy MMCompetition Systems. Jde o velmi přesný snímač absolutního tlaku pracující na výše uvedeném principu. Snímací prvek je Wheatstoneův můstek umístěný na mechanicky opracovaném křemíkovém čipu. Hybridní obvody pro zesílení signálu jsou součástí snímače. Snímač obsahuje i kompenzaci negativního vlivu teploty a obvody pro redukci šumu. Snímač společně s elektronikou je umístěn v hermeticky uzavřeném plastovém pouzdře.

Snímač vyžaduje napájení o hodnotě 5V. Výstupem je napětí v rozsahu 0,25 až 4,75V, jehož závislost na tlaku je lineární. Připojení je opět realizováno pomocí 3 vodičů.

3.2.4 Tlak v brzdové soustavě

Je důležitým parametrem, který charakterizuje nejen funkčnost, ale i aktuální stav celé brzdové soustavy. Záznam průběhu tlaku během testovací jízdy umožňuje optimalizovat charakteristické parametry brzdové soustavy, pro dosažení co nejlepšího brzdného účinku při zachování stability vozu.

Pro dosažení optimálního výsledku měření je vhodné použít přesně kalibrované snímače, jako je Reference Pressure Sensor z portfolia MM Competition Systems (Obr. 97). Rodina těchto snímačů obsahuje širokou škálu variant pro měření tlaku v rozsahu 0 až 20MPa. Vyznačují se lineárním průběhem výstupního napětí v závislosti na tlaku. Připojení je opět realizováno pomocí trojice vodičů. Každý snímač této řady je kalibrován a v balení jsou obsažena kalibrační data.



Obr. 97: Reference Pressure Sensor [8]

3.2.5 Poloha škrtkící klapky

Údaj ze snímače polohy škrtkící klapky dává jasnou informaci o tom, jaký režim motoru je vyžadován. Tato hodnota v souvislosti s hodnotami tlaku v sání a atmosférického tlaku, dává vynikající podklady pro možnou optimalizaci charakteristik motoru.



Obr. 98: MMCompetiton Systems PF09 Throttle Position Sensor [8]

Stejně jako v případě snímače úhlu natočení volantu se jeví jako nejvhodnější použít rotační odporový snímač polohy, jako je PF09 Throttle Position Sensor (Obr. 98) nabízený firmou MMCompetiton Systems. Jde o rotační odporový snímač polohy. Odporová dráha je nanášena na destičce ze skelného laminátu. Natočením hřídelky se mění poloha jezdce na této dráze, která způsobí změnu hodnoty odporu. Připojení se opět uskutečňuje pomocí tří vodičů, napájení je 5V, rozsah výstupního napětí odpovídá poloze snímače a pohybuje se v rozmezí 0 až 5V. Rozsah natočení snímače je 90°.

3.2.6 Tlak oleje

Tlak v mazací soustavě motoru dává celkový přehled o tom, jaký je celkový stav mazacího systému motoru, zejména pokud hodnoty tlaku doplníme o údaje z čidla teploty motorového

oleje. Dlouhodobé sledování těchto hodnot umožní získat důležité podklady pro optimalizaci systému mazání.



Obr. 99: General Purpose Pressure Sensor (MMCompetition Systems) [8]

Za účelem snímání tlaku v mazací soustavě motoru je možné použít víceúčelový snímač tlaku General Purpose Pressure Sensor z produkce firmy MMCompetition Systems (Obr. 99). Rozsah měřených tlaků je od 0 do 1MPa. Rozsah výstupního napětí (0,5 až 4,5V) je podobný, jako u ostatních snímačů. Připojení vodiče je opět pomocí tří vodičů, snímač vyžaduje napájení 5V.

3.2.7 Teplota oleje, chladicí kapaliny a převodovky

Hodnoty teplot provozních kapalin jsou velmi důležité pro zjištění jejich závislosti na zatížení motoru a případné optimalizace těchto systémů. Údaje získané pomocí těchto snímačů mají velký vliv na optimální chod motoru a jeho životnost. Při měření teploty chladicí kapaliny je vhodné použít dvojice snímačů, z nichž jeden je umístěn na výstupu chladicí kapaliny z bloku motoru a druhý na výstupu z chladiče. Snadno tak lze zjistit účinnost chladicího systému a získat podklady pro jeho optimalizaci.



Obr. 100: MMCompetition Systems WTS Fluid Temperature Sensors [8]

Pro zjištění hodnot teploty je v těchto aplikacích nejvhodnější použít termistorové snímače teploty, jejichž princip je popsán v kapitole 2.3.1.1 této práce. Vhodnou variantou jsou WTS Fluid Temperature Sensors (Obr. 100), které nabízí firma MMCompetition Systems. Snímacím prvkem je v tomto případě termistor NTC, tedy s negativním teplotním koeficientem, který je umístěn v hermeticky uzavřeném mosazném pouzdře. Závislost odporu na teplotě není lineární a rozsah měřených teplot je široký. Typické hodnoty odporu při určité hodnotě jsou uvedeny v technické dokumentaci. Proto je tento snímač nutné doplnit jedním,

nebo více rezistory tak, aby vznikl dělič napětí. Změna odporu v závislosti na teplotě se tak převede na změnu napětí vhodného rozsahu, odpovídající rozsahu měřených teplot. Tímto způsobem se nelinearita značně omezí. Připojení vlastního snímače je stejně jako u standardního rezistoru realizováno pomocí dvojice vodičů.

3.2.8 Teplota vzduchu

Informace o teplotě nasávaného vzduchu je možné ve spojení s hodnotami atmosférického tlaku, tlaku nasávaného vzduchu a polohy škrtící klapky použít pro výpočet hmotnostního průtoku vzduchu, určení režimu chodu motoru a optimalizaci systému řízení motoru.



Obr. 101: Snímače teploty ATS Series (MMCompetition Systems) [8]

Stejně jako v předchozím případě je pro tuto aplikaci vhodný termistorový snímač teploty. Snímače ATS Series (Obr. 101) nabízené firmou MMCompetition Systems jsou pro tuto aplikaci přímo určeny. Vnější provedení je odlišné, způsob připojení však nikoliv.

3.2.9 Teplota výfukových plynů

Měření teploty výfukových plynů je nejvhodnější metodou pro zjištění aktuálního režimu motoru a je důležitým podkladem pro optimalizaci parametrů důležitých pro přípravu směsi. Její měření probíhá co nejbližně výfukovým ventilům, aby se eliminoval rušivý vliv způsobený vyzařováním nahromaděného tepla od ostatních součástí. Zejména u víceválcových motorů bývá zvykem měřit teplotu výfukových plynů na co možná nejvíce místech, nejlépe odděleně pro každý válec, nebo alespoň skupinu válců. Získáme tak dostatečně vypovídající hodnotu o stavu motoru.



Obr. 102: Reinforced Exhaust Gas „Type-K“ Sensor (MMCompetition Systems) [8]

S ohledem na to, že teplota výfukových plynů již brzy po uvedení motoru do chodu přesáhne maximální hodnotu měřitelnou pomocí snímačů založených na principu termistoru, je nutné v tomto případě použít jinou měřicí metodu. Nejvhodnější metodou je v tomto případě snímač na principu termočlánu. Osvětlení principu, na kterém jsou tyto snímače založeny je obsahem kapitoly 2.3.1.2 této práce.

Pro tento účel je komerčně nabízena široká paleta snímačů na tomto principu založených. Jako vhodného zástupce jsem zvolil Reinforced Exhaust Gas „Type-K“ Sensor (Obr. 102), který má v nabídce firma MMCompetition Systems. Tento snímač je charakteristický velmi nízkou hodnotou setrvačnosti, které dosahuje díky velmi malé činné ploše snímače. Termočlánek je zdrojem napětí, které je však velmi malé, takže vstupní rozsah analogově digitálních převodníků by nebyl precizně využitý.



Obr. 103: Type K Thermocouple Amplifier (MMCompetition Systems) [8]

Proto se komerčně nabízené termočlánuky připojují k jednotce sběru dat prostřednictvím samostatného modulu – zesilovače, který malou hodnotu výstupního snímače vyhodnotí a zpracuje, takže poskytuje plné vykrytí měřeného napěťového rozsahu 0 až 5V. Typickým příkladem takového zesilovače je Type K Thermocouple Amplifier firmy MMCompetition Systems, který je na Obr. 103. Připojení zesilovače k jednotce sběru dat se realizuje pomocí tří vodičů, jako u ostatních snímačů vyjma termistorů. Napájení je 5V, rozsah výstupního napětí je pak tradičně 0 až 5V.

3.2.10 Otáčky motoru a kol

Měření otáček motoru je jedním z nejsledovanějších hodnot, neboť nejlépe reprezentuje aktuální režim chodu motoru. Většina měřených a zaznamenávaných veličin se dává do souvislosti právě s hodnotou otáček motoru. Její měření je proto velmi důležité a je nutné mu věnovat dostatečnou pozornost.

Měření otáček jednotlivých kol je rovněž velmi důležité, nejen pro zjištění aktuální rychlosti vozidla. Tyto údaje mohou při splnění určitých podmínek, zvláště jsou-li dány do souvislosti s jinými měřeními veličinami, velmi dobře reprezentovat úroveň přenosu hnacích a brzdných sil jednotlivými koly.

V našem případě nejsou otáčky motoru a jednotlivých kol sledovány analogovou částí jednotky, ale jsou zaznamenávány přímo digitálně. Využíváme snímačů pracujících na principu diferenčního Hallova jevu, jejichž princip byl osvětlen v kapitole 2.3.4.2. Výstupem těchto snímačů je totiž téměř ideálně čtvercový signál, jak je znázorněn na Obr. 53 b). Výstupní hodnota napětí nabývá prakticky pouze dvou hodnot, není ji tedy bezpodmínečně nutné kvantifikovat, ale pouze sledovat náběžnou a sestupnou hranu signálu, přesněji hodnotu časové prodlevy, která je mezi dvěma pulzy.



Obr. 104: BOSCH Hall Sensor [8]

Jako zástupce snímačů pracujících na principu Hallova jevu jsem vybral BOSCH Hall sensor (Obr. 104), opět z nabídky firmy MMCompetition Systems, který je pro tento účel přímo určen. Snímač v sobě obsahuje veškeré subsystémy, které jsou pro jeho činnost nutné. Připojení se realizuje jako u jiných snímačů, pomocí trojice vodičů. Úroveň napájecího napětí je tradičně 5V.

3.2.11 Sepnutí spínače MARK

Pro využití plné kapacity nabízené navrhovanou jednotkou pro sběr dat jízdní dynamiky jsem se rozhodl zbývající 3 digitální vstupy použít pro sledování úrovně značkovacích spínačů. Polohu sepnuto/rozepnuto reprezentuje hodnota log. 1, nebo 0 na digitálním vstupu. Toho je docíleno použitím jednoduchého principu rezistorů pul-up, nebo pull-down v kombinaci se spínačem a napájecím napětím 5V. Jako MARK spínač může být prostý spínač v dosahu řidiče, jehož krátkodobým stlačením dojde rovněž ke krátkodobé změně logické úrovně odpovídajícího digitálního vstupu. Při vyhodnocování načtených dat pak signál z MARK spínače může usnadnit orientaci v poli dat. Lze tak snadno vyhledat klíčový úsek trati, ve kterém se například vůz choval nestabilně. Jako signál MARK ale může sloužit i fototranzistor, aktivovaný IR LED diodou vždy při průjezdu celého úseku trati. Tímto způsobem lze také sledovat koncovou polohu některého z pedálů, zařazení rychlostního stupně, či aktivaci některého ze systémů, které nejsou jiným způsobem sledovány.

4. Závěr

Tématem této práce je problematika návrhu elektronické jednotky pro sběr dat jízdní dynamiky vozidla, navržené pro použití s formulovými vozy, kterými disponuje, nebo v blízké budoucnosti bude disponovat Ústav automobilního a dopravního inženýrství. V úvodní části této práce je charakterizován řešený problém a jsou stanoveny cíle, kterých má být při jeho řešení dosaženo.

V další části této práce, konkrétně v kapitole 2 a příslušných podkapitolách je obsažen teoretický základ, nutný pro řešení této práce. V kapitole 2.1 jsou rozebrány postupy a principy, jakých se při řešení problematiky měření a záznamu dat používalo v minulosti. Předmětem následující kapitoly 2.2 jsou již zcela konkrétní principy, jakých se používá pro měření a záznam spojitých signálů v současné době. Postupně jsou charakterizovány jednotlivé klíčové části měřicího řetězce, jejich stručná charakteristika, principy na jakých jsou založeny a případné porovnání jednotlivých přístupů.

V kapitolách 2.2.1 až 2.2.3 se řeší zejména problematika úpravy spojitého signálu před vlastním převodem na diskretní, nespojitý signál. Principu převodu, uskutečňovaného pomocí analogově digitálních převodníků, jejich základní rozdělení a stručná charakteristika je obsahem kapitoly 2.2.5, které předchází krátké pojednání o zdrojích referenčního napětí, na kterých je založena přesnost celého systému.

Pro doplnění problematiky je předmětem kapitoly 2.3 rozdělení obvykle měřených neelektrických veličin a používané principy převodu těchto veličin na elektrické napětí pomocí snímačů. Kapitoly 2.3.1 až 2.3.6 postupně pojednávají o snímačích teploty, tlaku, polohy, otáček, zrychlení a rychlosti.

Závěr teoretické části této práce se zabývá porovnáním technických parametrů dvou jednotek pro sběr dat s různým zaměřením. Jde o jednotky nabízené firmami McLaren Electronic Systems a MMCompetition Systems, které patří ke špičkovým zařízením pro měření a záznam dat v oblasti motorsportu. Specifické parametry těchto systémů byly porovnány v kapitole 2.4.3.

V úzké návaznosti na předchozí teoretickou část je i úvodní kapitola návrhové části této práce. Kapitola 3.1.1 již popisuje postup při volbě specifických parametrů navrhované jednotky. Vychází přitom ze specifických parametrů jednotek, srovnávaných v kapitole 2.4.3. Zabývá se posouzením závažnosti jednotlivých parametrů a jejich vlivu na celkové uspořádání navrhované jednotky. Účelem přitom bylo omezit nezbytnou fázi stanovení optimálních parametrů pro návrh jednotky pro sběr dat. Specifické parametry navrhované jednotky tedy vycházejí z parametrů těchto dvou jednotek pro sběr dat a jsou dány účelným kompromisem. Takto stanovené parametry byly klíčové pro další postup při návrhu jednotky, jejího vnitřního uspořádání a volby komponentů, ze kterých se skládá.

V kapitole 3.1.2 jsou shrnuta kritéria, která bylo nutno posoudit, aby mohl být zvolen vhodný analogově digitální převodník. To byla patrně nejobtížnější fáze celého návrhu, neboť parametry zvoleného převodníku zásadně ovlivňují prakticky všechny specifické parametry systému, zejména však vzorkovací frekvenci jednotlivých kanálů a rozlišovací schopnost. Tyto dva parametry, jejichž požadovaná hodnota již byla předem v kapitole 3.1.1 stanovena,

nakonec zcela jasně vymezili okruh k danému účelu použitelných A/D převodníků. Z nabídky analogově digitálních převodníků s postupnou aproximací několika výrobců byl zvolen výrobek firmy Microchip, analogově digitální převodník MCP3208. Díky vynikající hodnotě vzorkovací frekvence, až 100kHz na každý kanál při rozlišovací schopnosti 12bitů, je vynikající volbou. Je rovněž charakteristický vynikající hodnotou poměru výkonu a užité hodnoty, díky počtu vstupů, které nabízí v rámci jednoho čipu. Požadovaných šestnáct analogových vstupů je tak možné snímat pouze s pomocí dvojice těchto převodníků. Tato skutečnost má velmi příznivý vliv na propustnost vnitřní datové sběrnice a usnadňuje komunikaci mezi komponenty.

Volbou konkrétního typu analogově digitálního převodníku se do návrhu vnesla další specifikace, kterou bylo nutné dodržet. Jedná se o koncepci vnitřní datové komunikace, která je obsahem kapitoly 3.1.5. Použitý analogově digitální převodník používá jako datový kanál standardizovanou třívodičovou sběrnici SPI. Ta se tak automaticky stala standardem pro vnitřní komunikaci celého systému. Koncepce použité sběrnice umožňuje komunikaci mezi několika zařízeními, které ji sdílí navzájem. Je tedy nejen možné připojit ke stejné sběrnici několik analogově digitálních převodníků, ale stejný komunikační kanál je možné použít i pro ukládání dat do datového úložiště. Vnitřní struktura navrhované jednotky je díky tomu velmi jednoduchá.

K řízení a zabezpečení vnitřní komunikace však bylo nezbytné zvolit vhodný mikrokontrolér. Návrh mikrokontroléru je předmětem kapitoly 3.1.3 této práce. Zabývá se hlavním rozdělením v současnosti vyráběných mikrokontrolérů podle několika kritérií. Na jejich základě, v souvislosti s jasně danými požadavky a skutečnostmi, že Ústav automobilního a dopravního inženýrství disponuje programátorem tohoto typu mikrokontrolérů, byl zvolen mikrokontrolér firmy Microchip, řady PIC. Firma Microchip nabízí širokou škálu mikrokontrolérů, hodících se prakticky pro jakýkoliv účel. Vyznačují se vysokým taktem, nízkou spotřebou a většina z nich dokáže pracovat prakticky samostatně, jen s minimálním počtem jakýchkoliv podpůrných součástek. Požadavky na parametry mikrokontroléru, vyplývající ze specifikací daných v kapitole 3.1.1, které byly dále upřesněny volbou analogově digitálního převodníku a koncepce vnitřní komunikace, opět vedla ke značnému omezení množství typů mikrokontrolérů, vhodných pro daný účel. Zvolený PIC18F4550 je schopen pracovat při vysoké frekvenci až 48MHz, je kompatibilní hned s několika standardy komunikačních rozhraní, disponuje velkým počtem vstupně/výstupních pinů a jeho cena přitom zůstává na přijatelné úrovni.

Následující kapitola 3.1.4 pojednává o návrhu vhodného datového úložiště. Jeho volba byla velmi ovlivněna již daným vnitřním uspořádáním jednotky, přitom bylo nutné najít takový typ datového úložiště, aby vyhovovalo všem nárokům na něj kladených. Tedy, aby při velmi nízké ceně a kompaktních rozměrech nabízelo vysokou kapacitu, odolnost proti nárazům a vibracím, nízkou energetickou náročnost, malou náchylnost vůči chybám a nezávislost uložených dat na napájení. Rozdělení a charakteristika jednotlivých koncepcí datových úložišť byla popsána v úvodu této kapitoly, v podkapitole 3.1.4.1. Požadavkům na vhodné datové úložiště bohužel nevyhovují paměti klasické koncepce, které se s mikrokontroléry běžně používají, zejména z důvodu jejich nízké kapacity. Rovněž jakákoliv varianta pevných disků a optických záznamových médií byla vyloučena, pro jejich nízkou odolnost vůči nárazům a vibracím za provozu. Jako ideální varianta byla nakonec zvolena koncepce použití výměnných paměťových karet typu SD/MMC, běžně používaných jako záznamová média ve všech oblastech spotřební elektroniky. Kromě toho, že tato média splňují všechny výše

uvedené požadavky, jejich datová sběrnice navíc umožňuje komunikaci po sběrnici SPI, o jejímž využití v rámci navrhované jednotky již byla zmínka. Drobná upřesnění týkající se požadavků na komunikaci ze strany datové karty jsou popsána v kapitole 3.1.4.3. Variabilita, kterou paměťové karty nabízí, byla podnětem k tomu, aby tyto karty sloužily nejen pro záznam dat, ale i jejich export do počítače. Za tímto účelem je však nutné při zápisu na takové médium striktně dodržovat specifikace některého z existujících souborových systémů. Jako nejvhodnější souborový systém byl zvolen standard FAT16, z důvodu široké kompatibility. Popisem vývoje, specifikací a omezeními danými tímto standardem se zabývá kapitola 3.1.4.4.

Klíčovou část návrhu obsahuje i kapitola 3.1.6, pojednávající o návrhu vhodného antialiasingového filtru pro analogové vstupy A/D převodníku. S ohledem na to, že navrhovaná jednotka má být velmi variabilní a vzorkovací frekvence obou použitých analogově digitálních převodníků tedy mohou být softwarově nastavovány v určitém rozmezí, je nutné toto zohlednit i při výběru vhodného vstupního filtru. Hodnota horního mezního kmitočtu filtru tedy musí být proměnná. Společně s požadavkem na co nejlepší selektivitu filtru bylo nutné zvolit přeladitelný filtr n -tého řádu, využívající technologii spínaných kapacitorů. Vysvětlení principu této technologie je předmětem kapitoly 3.1.6.1. Tato technologie však vyžaduje velmi přesný generátor hodinového signálu, jejíž hodnota ovlivňuje hodnotu horní mezní frekvence filtru. Tento požadavek je pro náš účel velmi nevhodný, neboť zdrojem hodinového signálu by musel být samotný mikrokontrolér, jehož zátěž by tak neúměrně stoupla. Tento negativní faktor však byl odstraněn volbou filtru LTC1569-7 firmy Linear Technology, který obsahuje vlastní precizní oscilátor, jehož frekvence je nastavitelná v několika krocích. Tento filtr 10tého řádu tak umožňuje volbu mezní frekvence v rozsahu sedmi oktáv, přičemž nejvyšší hodnota horní mezní frekvence tohoto filtru dosahuje hodnoty 300kHz.

Poslední částí návrhu, předcházející vlastní konstrukci, je návrh součástí tvořících zdroj napětí pro napájení celého systému a zdroje referenčního napětí pro analogově digitální převodníky. Problematikou napájení navrhované jednotky se zabývá kapitola 3.1.7 této práce, o návrhu referenčního zdroje pak pojednává kapitola 3.1.8. Návrh zdrojové části nebyl tak náročný, jako v případě ostatních částí systému, neboť nabídka výrobců elektronických součástek je v této oblasti velmi bohatá. Systém vyžaduje dvě různé hodnoty napájecího napětí, bylo tedy vhodné použít dvě oddělené napájecí větve, z nichž každá je tvořena jedním integrovaným stabilizátorem určeným pro požadovanou hodnotu napětí.

V kapitole 3.1.9 jsou poznatky z teoretické části této práce dány do souvislosti s navrženými komponenty a tvoří se zde vlastní konstrukce jednotky. Jednotka je rozdělena do tří modulů, které jsou postupně předmětem kapitol 3.1.9.1 až 3.1.9.3, ve kterých jsou rozkreslena jednotlivá schéma zapojení se seznamem použitých součástí, nezbytných pro funkci systému. Na předchozí část navazuje kapitola 3.1.9.4, zabývající se konstrukcí a realizací první verze jednotky, určené pro vývoj a testování softwaru pro mikrokontrolér. Pro tento účel je navrhovaná jednotka poněkud zjednodušena. K mikrokontroléru je připojen pouze jeden A/D převodník, modul snímání dat neobsahuje filtraci vstupního spojitého signálu a řídicí modul nezahrnuje galvanické oddělení vstupní části mikrokontroléru. Tyto systémy nejsou pro účely ladění podstatné.

Posledním bodem zadání byl návrh měřených veličin a snímačů, vhodných pro připojení k této jednotce. Kapitola 3.2 a příslušné podkapitoly tedy obsahují návrh měřených

neelektrických veličin zohledněný tak, aby se co nejlépe využilo kapacity navrhované jednotky a ta byla využita co nejlépe. Podkapitoly 3.2.1 až 3.2.11 se postupně zabývají charakteristikou jednotlivých měřených veličin, volbou vhodného snímače, popisem jeho charakteristických vlastností a metody připojení k navrhované jednotce.

Závěrem je nutné podotknout, že navrhovaná jednotka se nyní nachází ve fázi vývoje, testování a optimalizace softwaru. Účelem tohoto testování je zjistit možnosti a případné limity zvolené koncepce. Takto získané údaje mohou posloužit jako podklady pro optimalizaci konstrukce jednotky, případným rozšířením počtu analogových vstupů připojením dalšího analogově digitálního převodníku, či implementací systému bezdrátového přenosu dat. Pro tyto účely je testovací verze jednotky vhodná. Po ukončení testovací fáze však bude pro praktické využití nezbytné navrhnout pro celý systém vhodný plošný spoj se systémem konektorů pro připojení jednotlivých vstupů a zejména schránku, vyhovující účelu, pro který byla jednotka navržena. Nezbývá než dodat, že všechny body zadání diplomové práce byly splněny.

Seznam použitých zdrojů

- [1] VLK, F. Zkoušení a diagnostika motorových vozidel. ISBN 80-234-6573-0.
- [2] McBEATH, S. Competition Car Data Logging. ISBN 1-85960-653-9.
- [3] Štěrbá, P. Elektrotechnika a elektronika automobilů. ISBN 80-251-0211-4.
- [4] Hrbáček, J. Moderní učebnice programování mikrokontrolérů PIC 1. a 2. díl, ISBN 80-730-0136-5.
- [5] Hrbáček, J. Komunikace mikrokontroléru s okolím 1. a 2. díl, ISBN 80-86056-42-2.
- [6] Kester, W. Which ADC Architecture Is Right for Your Application? [online]. Poslední revize 7.4.2008. Dostupné z: <<http://www.analog.com/analogdialogue>>
- [7] McLaren Electronic Systems [online]. Poslední revize 12.5.2008. Dostupné z: <<http://www.mclarenelectronics.com>>
- [8] MM Competition [online]. Poslední revize 12.5.2008. Dostupné z: <<http://mmcompsys.com>>
- [9] Linear Technology [online]. Poslední revize 10.5.2008.
- [10] Microchip MCP3208 [online]. Poslední revize 5.3.2008. Dostupné z: <<http://www.microchip.com>>
- [11] Wikipedie - Otevřená encyklopedie [online]. Poslední revize 7.4.2008. Dostupné z: <http://cs.wikipedia.org/wiki/Hlavn%C3%AD_strana>
- [12] Microchip PIC18F4550 [online]. Poslední revize 12.5.2008. Dostupné z: <<http://www.microchip.com>>
- [13] Vishay TCLT1002 [online]. Poslední revize 14.6.2008. Dostupné z: <<http://www.vishay.com>>
- [14] STMicroelectronics L7805CV [online]. Poslední revize 10.6.2008. Dostupné z: <<http://www.st.com>>
- [15] STMicroelectronics LM317T [online]. Poslední revize 10.6.2008. Dostupné z: <<http://www.st.com>>
- [16] Philips BC327 [online]. Poslední revize 15.6.2008. Dostupné z: <<http://www.philips.com>>
- [17] Burr-Brown [online]. Poslední revize 8.4.2007. Dostupné z: <<http://www.burr-brown.com>>
- [18] hw.cz [online]. Poslední revize 8.4.2008. Dostupné z: <<http://www.hw.cz>>
- [19] Vaculík, J., Bejček, L. Snímače tlaku – přehled trhu [online]. Poslední revize 12.5.2008. Dostupné z: <<http://www.automatizace.cz/article.php?a=1025>>
- [20] Čupera, J. Příslušenství motorových vozidel [online]. Poslední revize: 6.5.2008. Dostupné z: <<http://old.mendelu.cz/~agro/af/technika/html/prostud.htm>>
- [21] Automatizace - Odborný časopis pro automatizaci, měření a inženýrskou informatiku [online]. Poslední revize: 12.5.2008. Dostupné z: <<http://www.automatizace.cz/article.php?a=1007>>
- [22] Sandisk Corp. MultiMediaCard and Reduced-Size MultiMediaCard Product Manual [online]. Poslední revize 5.4.2008. Dostupné z: <<http://www.sandisk.com/Assets/File/OEM/Manuals/ProdManRS-MMCv1.3.pdf>>
- [23] MultiMediaCard Association: The MultiMediaCard System Summary [online]. Poslední revize 27.4.2008. Dostupné z: <<http://www.mmca.org/compliance/buy spec/MMCA System SummaryV41.pdf>>
- [24] Peterka, J. Základní formy přenosů [online]. Poslední revize 12.4.2008. Dostupné z: <<http://www.earchiv.cz/a91/a140c110.php3>>
- [25] Háze, J., Vrba, R., Fucík, L., Sajdl, O. Teorie vzájemného převodu analogového a číslicového signálu [online]. Poslední revize 12.2.2008. Dostupné z: <<http://www.feec.vutbr.cz>>

Seznam použitých zkratk a symbolů

A	Zisk	[dB]
b	Šířka operandu	[b]
D	Útlum	[dB]
f_b	Nyquistova frekvence	[Hz]
f_{CLK}	Pracovní frekvence	[Hz]
f_{CUT}	Horní frekvence propustného pásma filtru	[Hz]
f_s	Vzorkovací frekvence	[Hz]
f_0	Rezonanční frekvence	[Hz]
L_{min}	Minimální hodnota indukčnosti	[H]
L_{max}	Maximální hodnota indukčnosti	[H]
l_x	Rovinné posunutí	[m]
S	Koeficient citlivosti	[-]
$SNR_{A/D}$	Odstup signál/šum	[dB]
t_{bit}	Časová konstanta bitu	[s]
t_{CLK}	Doba hodinového cyklu	[s]
T_s	Doba převodu vzorku	[s]
u_{DAC}	Rekonstrukční napětí	[V]
U_{DD}	Napájecí napětí	[V]
U_H	Hallovo napětí	[V]
u_{LSB}	Napětí kvantovací úrovně	[V]
U_{REF}	Referenční napětí	[V]
u_{VST}	měřené napětí	[V]
v_t	Přenosová rychlost	[Bd]
α_x	Úhlové natočení	[rad]
δ	Šířka vzduchové mezery	[m]
Δp	Tlaková diference	[Pa]
ΔU_D	Úbytek napětí na usměrňovací diodě	[V]